

Tesis Doctoral
Ingeniería de Telecomunicación

**Contribuciones a la caracterización
del cuerpo humano como medio de
transmisión en las técnicas de
comunicaciones intracorporales.**



Autora: María Amparo Callejón Leblic
Directora: Laura María Roa Romero
Co-director: Luis Javier Reina Tosina

Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016



Tesis Doctoral
Ingeniería de Telecomunicación

Contribuciones a la caracterización del cuerpo humano como
medio de transmisión en las técnicas de comunicaciones
intracorporales.

Autora:

María Amparo Callejón Leblic

Directora:

Laura María Roa Romero

Catedrática

Ingeniería de Sistemas y Automática

Co-director:

Luis Javier Reina Tosina

Profesor Titular

Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

2016

Tesis Doctoral: Contribuciones a la caracterización del cuerpo humano como medio de transmisión en las técnicas de comunicaciones intracorporales.

Autora: María Amparo Callejón Leblic
Directora: Laura María Roa Romero
Co-director: Luis Javier Reina Tosina

El tribunal nombrado para juzgar la Tesis arriba indicada, compuesto por los siguientes doctores:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

A mi hijo Javier

Me enseñaron que el camino del progreso no es rápido ni fácil

MARIE CURIE

Agradecimientos

Me gustaría dedicar estas palabras de agradecimiento a todos los que de una forma u otra me han ayudado en la realización de este trabajo. En especial, mostrar mi más sincera gratitud y admiración a la directora de esta tesis, Laura M^a Roa Romero, no sólo por su gran altura científica y respaldo en las vicisitudes técnicas que han surgido a lo largo de este proyecto, sino por su gran valía humana, su cariño y sus consejos en los momentos de frustración y desaliento. A Javier Reina Tosina, co-director de esta tesis, por las mismas razones, su apoyo científico y técnico excepcional, su paciencia con mis e-mails de auxilio, sus correcciones los domingos estivales a última hora...

Quiero dar las gracias a mis compañeros del Grupo de Ingeniería Biomédica de la Universidad de Sevilla, y muy en especial a David Naranjo, mi mano derecha y Faraday particular, cuyo trabajo ha sido determinante en el desarrollo de esta tesis. A Gerardo Barbarov, por su cortesía al diseñar la imagen de temática *friki*-creacionista que ilustra la portada de este trabajo, por ser mi amigo del lado de *acá* y del lado de *allá* y enseñarme que la palabra *vos* no es un saludo remilgado. A Alejandro Talaminos por su paciencia infinita para echar a andar la compilación en Latex y otros asuntos informáticos no menores mientras a mi sólo me quedaban ganas de ir a Tiffany's a desayunar. A Jorge Calvillo por poner el punto cómico de los días con su sempiterna y sardónica sonrisa. A Miguel Ángel Estudillo, por sus reiteradas palabras de ánimo durante mis frecuentes instantes de desesperanza. Por último, a Miguel Ángel García por las mil respuestas a las mil preguntas "¿y este papel dónde se entrega?, ¿y qué plazo tengo?"... a todos ellos, mil gracias.

A mi pequeño Javier no sé si darle las gracias o cantarle las cuarenta por haber venido en medio de esta odisea y hacerme sentir esa mezcla antagónica de felicidad y desazón, días en los que una no se reconoce a sí misma en su nuevo papel y tiene que buscarse mil veces hasta volverse a encontrar, en lucha con esa espada de Damocles que es la conciliación. A todas esas mujeres que abandonaron en el camino por una razón u otra, a todas ellas, víctimas del sistema desigual en el que vivimos, les dedico esta tesis. En definitiva, pequeño Javi, me has quitado el tiempo pero me has regalado la razón más poderosa para salir adelante, así que gracias. Te quiero.

A mi compañero de rutinas y padre de mi hijo, Dave, por corregir pacientemente el inglés de los artículos y el abstract de esta tesis. Pero sobre todo, por enseñarme una vez

el verdadero significado de la expresión *I love you*.

Muchos años después, frente al tribunal de tesis doctoral, la doctoranda Amparo Callejón había de recordar aquella tarde remota en que su padre la llevó a conocer el hielo... Gracias papá por transmitirme el amor a la literatura y la curiosidad por la física. Crecer entre relatos de Borges y libros de física cuántica y electromagnetismo ha hecho posible que se cierren las líneas de campo de este flujo continuo que es la vida. Gracias también por transmitirme los bienes más preciados que puede tener una persona; la humildad, la honradez y la dedicación. Mamá, qué puedo decirte a ti, que me mirabas acongojada por la ventana aquel día que vine a vivir a Sevilla para estudiar la carrera. Espero compensarte ahora. Esto va por ti.

A mis hermanas. Belencita, a ti tampoco sé si agradecerte. Casi no estoy aquí del zapatazo que me diste en la cabeza aquel día que nos peleamos por cualquier juguete que me quitaste. Pero nunca olvidaré aquella primera vez que te miré con recelo, segura de haber sido desplazada de mi privilegiada posición de primogénita...gracias por hacerme la princesa destronada más feliz de este mundo. Mari...Mariché...a ti te lo voy a agradecer de la forma que sé te va a gustar más: te invitaré a una tapita de albóndigas con patatas. Puede que no comprendas el sentido de estas palabras, pero entiendes mejor que nadie lo que es estar agradecida. En eso eres la mejor experta.

Las últimas palabras son para mis tíos y tías, mis primos y primas, mis pequeños sobrinos, mis amigas de toda la vida...a los que están y a los que estuvieron. A mi tía Emi que a día de hoy libra otra vez su batalla, y sé que la volverá a ganar de nuevo. Te quiero. A aquellos que desde otra dimensión me acompañan en mi día a día y no olvido. A mi abuelo Rafael por trasladarme la pasión cinéfila. Abuelo, Dios duerme pero tú no. A mi abuela Consuelo que hoy estaría muy orgullosa de mí...se me quedaron tantas cosas en el tintero. Recuerdo que dijiste que en la vida no hacía falta estudiar una carrera universitaria para tener suerte...y tenías más razón que una santa. Espero que esa suerte de la que hablabas me acompañe en las etapas venideras. Te quiero abuela. Pongo fin a esta enorme lista de agradecimientos con una hermosa frase de una canción de *The Beatles* que refleja cómo me siento ahora que estoy a punto de cerrar el capítulo del ayer para abrir el del mañana: "Yesterday, all my troubles seemed so far away, now it looks as though they're here to stay, oh I believe in yesterday". Se han apagado las luces del escenario, aparece Paul McCartney con su guitarra y toca los primeros acordes. Veo entre la audiencia a mi tío Julio, esto también va por ti. Y ahora sí, punto final.

*M^a Amparo Callejón Leblic
Sevilla, 2016*

Resumen

La necesidad de bio-dispositivos de reducido consumo, tamaño y costo ha motivado la investigación de nuevas tecnologías de comunicaciones inalámbricas de corto alcance, entre las que se encuentran las técnicas de comunicaciones intracorporales (IBC). Estas utilizan el cuerpo humano como medio de transmisión de señales eléctricas para la conexión de dispositivos colocados sobre la superficie corporal, cercanos a esta e implantados. Las ventajas de esta técnica residen en el uso de señales de baja frecuencia y amplitud que se acoplan mediante pequeños electrodos al cuerpo, favoreciendo la disminución del consumo y la minimización de las interferencias con otros dispositivos. Sin embargo, aún existen importantes retos científico-técnicos a solventar con el fin de obtener una metodología de diseño de los sistemas IBC sistemática y precisa. Para ello es fundamental avanzar en el conocimiento de los verdaderos mecanismos de transmisión del cuerpo humano como canal de comunicación. El objetivo de esta tesis doctoral es profundizar en la caracterización del cuerpo humano como medio de transmisión de señales tanto desde una perspectiva teórica como experimental. De esta forma, se han propuesto diferentes modelos de canal: un modelo de la piel como símil de línea de transmisión, un modelo computacional 3D del brazo humano y un modelo físico circuital *phantom*. También se han implementado montajes de medida armonizados para la determinación de la atenuación corporal para ambos tipos de acoplamiento galvánico y capacitivo, así como para analizar diferentes cuestiones técnicas de interés como estrategias de aislamiento de tierras, influencia de la resistencia de carga y efectos de cables y conectores. Los resultados abarcan la simulación y validación de los modelos propuestos, incluyendo atenuación, dispersión, tasa binaria y de error para diferentes esquemas de modulación digitales. Se han simulado también variables eléctricas como bioimpedancia, campo eléctrico y corriente a través de los tejidos. Por último, se ha realizado un conjunto exhaustivo de medidas de atenuación estudiándose variables como longitud de canal, distancia inter-electrodo, tipo de electrodo, diferentes partes del cuerpo, etc. Como principales conclusiones, se ha avanzado en el entendimiento de algunos de los mecanismos de transmisión a través del cuerpo humano y la piel, lo que a su vez nos ha permitido identificar el rango de operación de cada uno de los tipos de acoplamiento, así como definir un conjunto de especificaciones prácticas para la implementación de esquemas de medida IBC más precisos.

Abstract

The need for miniaturized, low-cost and energy-efficient bio-devices has paved the way for the research of short-range communication techniques, such as Intrabody Communication (IBC). IBC makes use of the human body as a transmission medium for electrical signals in order to connect different devices placed on, near or inside the body. The advantages of IBC techniques rely on the use of low-frequency and low-level signals coupled into the human body through small electrodes, thus favouring power reduction and minimizing the interferences with other devices. However, there still exist important scientific and technical challenges which need to be solved if a systematic and accurate design methodology for IBC systems is to be obtained. In order to do this, it is vital to gain some knowledge into the true transmission mechanisms through the human body as a communication channel. The main objective of this research is to obtain a further understanding of the characterization of the human body as a transmission medium, from both theoretical and experimental viewpoints. For this purpose, different human channel models have been proposed: a transmission-line sketch model of the skin, a 3-D element-finite computational model of the human arm and an electric-circuit physical *phantom* model. In addition, a set of harmonized measurement setups have been implemented in order to determine the body attenuation for the two coupling schemes proposed in the literature, i.e. galvanic and capacitive coupling. These setups have also been used with the aim of analyzing diverse technical aspects of interest, such as different isolation strategies, the influence of the load resistance and the effects introduced by cables and connections. The results obtained include model simulation and validation, which comprise attenuation, dispersion, data and bit error rate for different digital modulation schemes. Simulated results of electric variables such as bioimpedance, electric field and electric current have also been achieved. Lastly, an exhaustive set of measurements has been conducted by analyzing diverse parameters such as channel length, inter-electrode distance, type of electrode and different parts of the body. The main conclusions derived from this work cover some contributions made in the understanding of the transmission mechanisms through the human body and the skin, which in turn has allowed the operation range of the two different coupling types to be identified, as well as defining an assortment of practical specifications for the implementation of more accurate IBC measurement setups.

Acrónimos

ADE	Analizador de Espectro
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
DDS	Direct Digital Synthesizer
ECG	Electrocardiograma
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
GIB	Grupo de Ingeniería Biomédica
HBC	Human Body Communication
IBC	Intrabody Communication
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Inter-symbol Interference
ISM	Industrial, Scientific and Medical
NB	Narrowband
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
RX	Receptor
SC	Stratum Corneum
TX	Transmisor
UWB	Ultrawideband
VNA	Vector Network Analyzer
WBAN	Wireless Body Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Índice

<i>Resumen</i>	VII
<i>Abstract</i>	IX
<i>Acrónimos</i>	XI
1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Justificación	6
1.3 Hipótesis y objetivos	9
1.4 Estructura de la tesis	9
2 Fundamentos bioeléctricos	13
2.1 Introducción	13
2.2 Propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos	14
2.3 Estructura y propiedades eléctricas de la piel	18
2.4 Modelado del electrodo biopotencial	22
3 Modelos del cuerpo humano como canal de comunicación	25
3.1 Introducción	25
3.2 Modelo de la piel como línea de transmisión	27
3.3 Modelo cilíndrico computacional FEM del brazo humano	34
3.4 Modelo eléctrico circuital phantom	38
4 Montajes experimentales para la caracterización del canal IBC	43
4.1 Introducción	43
4.2 Montaje experimental para acoplamiento galvánico	46
4.3 Montaje experimental para acoplamiento capacitivo	48
4.4 Análisis de la influencia del montaje experimental en la medida IBC	50
4.4.1 Aislamiento de las tierras	50
4.4.2 Efecto de cables y conectores	51
4.4.3 Resistencia de carga	53
4.4.4 Analizadores de espectro y vectorial de redes	54

5 Resultados y discusión	55
5.1 Introducción	55
5.2 Resultados de simulación de los modelos IBC	56
5.2.1 Modelo de la piel como línea de transmisión	56
Atenuación	57
Dispersión	62
Esquemas de modulación	62
5.2.2 Modelo computacional FEM del brazo humano	65
Bioimpedancia	65
Campo eléctrico	67
Corriente eléctrica	68
Atenuación específica	71
5.2.3 Modelo eléctrico circuital phantom	73
Parámetros transversales $R_{ext,t}$, $R_{int,t}$ y $C_{m,t}$	74
Parámetros longitudinales $R_{ext,l}$, $R_{int,l}$ y $C_{m,l}$	75
Implementación del dispositivo IBC phantom	76
Validación del modelo IBC phantom	76
5.2.4 Comparación y discusión	78
5.3 Resultados experimentales para la caracterización del canal IBC	81
5.3.1 Resultados experimentales para acoplamiento galvánico	81
Resultados para diferentes días	81
Resultados para diferentes longitudes de canal	81
Resultados para diferentes distancias inter-electrodo	82
Resultados para diferentes electrodos	83
Resultados para diferentes sujetos	84
Resultados para diferentes partes del cuerpo	86
Resultados para diferentes posiciones del sujeto	87
5.3.2 Resultados experimentales para acoplamiento capacitivo	87
Resultados para diferentes días	87
Resultados para diferentes longitudes de canal	88
Resultados para diferentes electrodos	89
Resultados para diferentes sujetos	89
Resultados para diferentes partes del cuerpo	90
Resultados para diferentes posiciones del sujeto	90
5.3.3 Comparación y discusión	91
5.4 Resultados del análisis de la influencia del montaje experimental en la medida IBC	96
5.4.1 Aislamiento de las tierras	96
5.4.2 Efecto de cables y conectores	97
5.4.3 Resistencia de carga	97
5.4.4 Analizadores de espectro y vectorial de redes	100
5.4.5 Comparación y discusión	101

6 Conclusiones	103
7 Aportaciones científicas a las que ha dado lugar esta tesis	105
<i>Índice de Figuras</i>	107
<i>Índice de Tablas</i>	111
<i>Bibliografía</i>	113

1 Introducción

La salud no lo es todo pero sin ella, todo lo demás es nada.

ARTHUR SCHOPENHAUER

1.1 Antecedentes

El contexto científico-técnico de la presente tesis doctoral se enmarca dentro de la línea de investigación del grupo de Ingeniería Biomédica (GIB) de la Universidad de Sevilla titulada “Dispositivos inteligentes para entornos de vida asistidos”, en la que se estudian metodologías de diseño y validación de plataformas distribuidas de dispositivos inteligentes para la provisión de nuevos servicios socio-sanitarios [1]. Los proyectos “PIMETRANS: La Piel como Medio de Transmisión para Sistemas Portables” (Junta de Andalucía: Ref. P08-TIC-04069, 2009-2013) e “ID3AM: Investigación y Desarrollo de una Arquitectura Abierta para Asistencia a Mayores” (Junta de Andalucía: Ref. P10-TIC-6214, 2011-2016) han permitido profundizar en esta línea de investigación, y en concreto, la labor realizada en esta tesis ha sido financiada por la Consejería de Innovación y Ciencia de la Junta de Andalucía en el ámbito del Proyecto ID3AM, en el que se han investigado nuevas tecnologías de comunicaciones para su aplicación al punto de cuidado en los nuevos sistemas de salud personal.

La sociedad actual se enfrenta a problemas sanitarios globales que requieren nuevas propuestas para una gestión eficiente y sostenible de los recursos [2]. El envejecimiento de la población, el aumento de la prevalencia de enfermedades crónicas y la aparición de nuevas enfermedades infecciosas plantean retos tanto a nivel técnico como económico que deben solventarse con el fin de garantizar la seguridad de la población y mejorar su salud y calidad de vida [3]. En este contexto, los nuevos paradigmas de medicina preventiva y e-Salud constituyen una nueva aproximación al cuidado de la salud que proponen, entre otros aspectos, la traslación de los procesos asistenciales desde el hospital al propio hogar del ciudadano, el cual pasa a tener un papel central en la gestión de su

propia salud, revolucionando la relación tradicional entre paciente y médico. Asimismo, estos paradigmas persiguen la adopción de estilos de vida saludables y la monitorización continua de la condición del individuo, con el fin de obtener un diagnóstico temprano y prevenir recidivas, mejorando así los pronósticos y la eficacia de los tratamientos, y por ende, optimizando la gestión de los recursos sanitarios [4, 5].

Para dar cumplimiento a estos objetivos, se requiere un marco tecnológico que permita la monitorización ambulatoria y domiciliaria mediante redes de sensores corporales (Body Sensor Networks) e inteligencia ambiental de las variables fisiológicas del individuo [6], el procesamiento posterior de los datos y la gestión y envío de la información a un centro de decisión médica [7–9]. Los sensores pueden y deben ser dispositivos tanto portables como implantados de reducido tamaño y costo y con un consumo mínimo [10], que puedan integrarse fácilmente en la vida diaria del usuario sin detrimento de su autonomía y movilidad [11–13], incluso con capacidad de actuación a nivel celular [14–17].

En este sentido, uno de los planos fundamentales en los nuevos sistemas de e-Salud es el de las comunicaciones. Si se pretende que el sistema sea robusto y realmente portable, la transmisión de información tiene que pasar, ineludiblemente, por el uso de tecnologías inalámbricas. Las redes inalámbricas de área personal (WPAN, Wireless Personal Area Networks) fueron propuestas para la interconexión de dispositivos situados en el entorno de trabajo cercano a un individuo, con un alcance típico de unas decenas de metros. Bluetooth es un ejemplo paradigmático [18, 19], que ofrece un medio de transmisión inalámbrico eficaz con tasas de datos cercanas a 1 Mbps. El precio a pagar es el consumo [20, 21], que se revela como un aspecto clave de diseño en los sistemas portables, ya que representa una severa limitación para la autonomía de los sensores. La estrategia de otras de las alternativas posteriormente propuestas, como ZigBee (IEEE 802.15.4) [22, 23] y Bluetooth Low Energy [24], consiste en disminuir el consumo a costa de reducir el alcance y la tasa de transmisión [25]. Sin embargo, otro problema al que se enfrentan las distintas alternativas expuestas es el de las interferencias. Estas operan en la banda de frecuencias ISM (Industrial, Scientific and Medical), en torno a 2.4 GHz. El resultado es una sobreexplotación y saturación en la misma, lo que representa un problema doble. Por un lado, la necesidad de metodologías y protocolos específicos para evitar interferencias entre ellas, y por otro lado, una mayor vulnerabilidad ante ataques a la privacidad de las comunicaciones en un escenario donde la información transmitida es altamente sensible [26].

El excesivo consumo y la saturación de la banda ISM, junto a la demanda de dispositivos de reducido tamaño y costo, son las principales razones que motivan la necesidad de avanzar en la investigación de tecnologías biomédicas portables que presenten un sistema de comunicaciones más eficiente de cara al paciente [27]. Bluetooth y Zigbee son estándares de radiofrecuencia (RF) diseñados para lograr un alcance de varias decenas de metros, radiando para ello energía electromagnética al medio externo, y demandando así un mayor consumo de potencia. Sin embargo, esta configuración no parece ser la óptima en aquellas aplicaciones en las que los dispositivos se encuentran distribuidos en la superficie del cuerpo humano o incluso implantados en su interior. En este escenario, las restricciones de seguridad establecidas para los niveles máximos de señal suponen un requisito de diseño que hace imperativa la investigación en nuevas tecnologías de comunicaciones inalámbricas más eficientes y seguras [28]. Por esta razón, de la revisión de las necesidades de transmisión, y de las limitaciones de potencia, las redes WPAN han seguido una

evolución natural hacia las llamadas redes de área corporal (WBAN, Wireless Body Area Networks) [29–31], contempladas en el estándar IEEE 802.15.6 [32], ratificado en 2012. Este propone un conjunto de comunicaciones de corto alcance basadas en tres capas físicas: Narrowband (NB) [33], Ultrawideband (UWB) [34] y Human Body Communication (HBC). Mientras que las dos primeras están basadas en técnicas de transmisión RF a través del aire, HBC usa el propio cuerpo humano como medio de transmisión de señales mediante la técnica de acoplamiento de campo electrostático con una frecuencia central de 21 MHz y tasas de datos en el rango de 164 a 1312.5 kb/s. HBC también ha sido designada en la literatura con los nombres Body Channel Communication (BCC) [35] e Intrabody Communication (IBC). La terminología empleada es diversa y ha variado a lo largo de los últimos años en función de aspectos como el rango de frecuencia en uso o la técnica de acoplo de la señal, entre otras. En adelante nos referiremos al término general IBC por ser el originario introducido por Zimmerman en 1996 [36] y ser el más utilizado actualmente para designar las técnicas de comunicaciones corporales basadas en acoplamiento galvánico, las cuales ocupan gran parte de los esfuerzos de investigación realizados en esta tesis, como se explicará en los siguientes apartados. En la arquitectura IBC propuesta por Zimmerman, un transmisor colocado sobre la piel modula un campo eléctrico, el cual es conducido por medio de pequeñas corrientes a través del cuerpo humano hacia el receptor, que demodula la señal obteniendo la información codificada [37]. El medio exterior proporciona un camino de retorno de la señal hacia el transmisor mediante acoplamiento electrostático de campo cercano. En términos generales, la comunicación IBC definida por Zimmerman se basa en un transmisor que genera un potencial eléctrico, perturbando así su entorno exterior inmediato, y un receptor que detecta dicha perturbación. En términos eléctricos decimos que el transmisor se acopla capacitivamente al receptor. Las frecuencias portadoras utilizadas son suficientemente bajas para ser asociadas a ondas de baja potencia, favoreciendo la minimización del consumo de los terminales y la disminución de las interferencias con otros dispositivos cercanos. A diferencia de las técnicas RF, basadas en la componente radiativa de campo lejano, en la modalidad IBC la potencia disminuye con el cubo de la distancia, sin embargo, en el escenario WBAN, lejos de suponer un problema, representa una doble ventaja. Por un lado, las distancias a recorrer en el cuerpo humano son suficientemente pequeñas para garantizar la llegada de señal al extremo receptor, y al mismo tiempo, que esta apenas sea perceptible en el exterior. A su vez, señales de baja frecuencia pueden acoplarse al cuerpo humano mediante pequeños electrodos, sin que el tamaño de los transceptores se vea comprometido por el uso de grandes antenas. Esto se traduce en la reducción del consumo, la miniaturización de los dispositivos y la limitación de las interferencias con dispositivos externos cercanos [38].

En la Fig. 1.1 se describe un esquema actual de la arquitectura general de una red IBC. A los dispositivos dispuestos sobre la superficie corporal (on-body) inicialmente propuestos por Zimmerman, se añaden también otros dispositivos implantados (in-body) que se comunican entre sí y/o con un elemento central a través de canales corporales de bajo consumo y baja tasa de datos [39]. Estos enlaces pueden comunicar dos dispositivos on-body, dos dispositivos in-body y un dispositivo on-body y otro in-body [40]. Estos pueden ser tanto sensores que registran y procesan las variables fisiológicas de interés, como actuadores que reciben dicha información y generan algún tipo de respuesta, por ejemplo bombas dispensadoras de medicamentos. El dispositivo central, que coordina

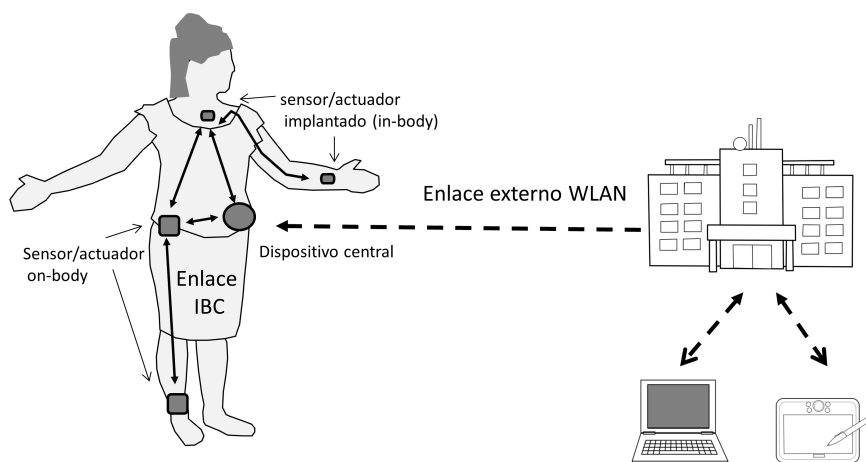


Figura 1.1 Esquema de red de área corporal con enlaces IBC: los sensores in-body y on-body intercambian datos entre sí y con un dispositivo central a través de canales conformados a través del cuerpo humano. Los datos son posteriormente enviados a un centro de decisión médica a través de un enlace externo WLAN donde son procesados y almacenados.

y gestiona el funcionamiento de la red, envía los datos a través de un enlace externo de larga distancia a un centro de decisión médica para su evaluación. Este enlace suele implementarse con estándares de comunicaciones inalámbricas de área local (WLAN, Wireless Local Area Network), que soportan mayores cantidades de datos [41]. De esta forma, la mayor potencia de transmisión en la red es soportada por este elemento central que actúa de pasarela hacia el exterior, permitiendo la minimización del consumo del resto de dispositivos sensores y actuadores, favoreciendo la autonomía de los mismos y la capacidad de integración con el usuario [42]. En la literatura se han desarrollado a su vez diferentes técnicas de acoplo para la comunicación entre estos dispositivos, principalmente acoplamiento galvánico y capacitivo; en función de la configuración de los electrodos, el alcance de la comunicación y la banda de frecuencias en uso [43].

En la técnica de acoplamiento capacitivo se genera un potencial eléctrico entre los electrodos de señal y tierra del dispositivo transmisor (TX). Dicho potencial es captado por un dispositivo receptor (RX) que dispone también de un par de electrodos de señal y tierra. Mientras que el electrodo de señal puede colocarse directamente sobre la superficie del cuerpo humano o en una posición muy cercana a este, el electrodo de tierra permanece flotante dirigido hacia el medio externo. En la Fig. 1.2 se muestra un esquema de la técnica de acoplamiento capacitivo. El electrodo de señal del equipo TX induce un campo eléctrico que se acopla al cuerpo humano y pasa a través de él estableciendo un primer camino directo de señal. Parte de este campo se pierde a través de los pies hacia la tierra externa. El hecho de que las tierras de los dispositivos TX y RX no estén conectadas, sino que se establezca un segundo camino de retorno entre ambas a través del medio externo, provoca que gran parte del campo transmitido se cancele con aquel que queda confinado en el

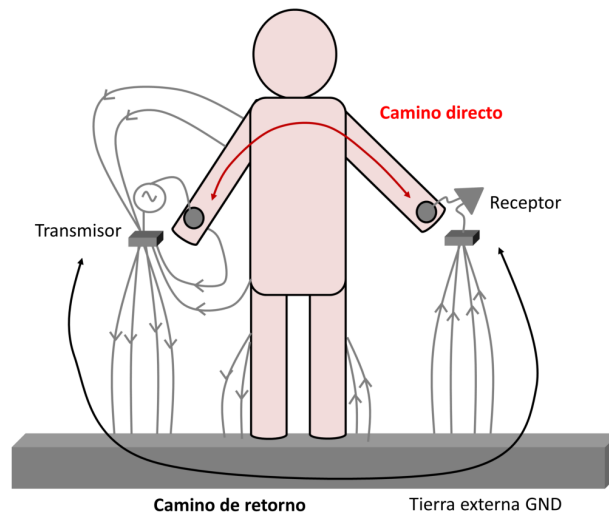


Figura 1.2 Esquema de técnica de acoplamiento capacitivo.

exterior cercano al electrodo de tierra del transmisor. De esta forma, el campo recibido en el extremo RX, a pesar de ser muy débil, es suficiente para detectar la información transmitida. Estos acoplos entre los electrodos, el aire y la tierra externa pueden modelarse como capacidades, de ahí el nombre de esta técnica [44, 45]. La principal ventaja que presenta esta técnica de comunicación frente a otras técnicas RF es que gran parte de la señal queda confinada en la superficie corporal, minimizando así la potencia necesaria de transmisión [46–49]. No obstante, el hecho de que uno de los caminos de señal sea el de retorno capacitivo a través del aire, hace a esta técnica muy dependiente de las condiciones externas del ambiente [50].

La Fig. 1.3 muestra un esquema de la técnica de acoplamiento galvánico, en la que dos pares de electrodos se encuentran conectados a la piel tanto en la etapa de TX como en la de RX. La señal que se transmite se basa en una pequeña corriente alterna aplicada de forma diferencial entre dos electrodos, sin necesidad de una referencia de tierra externa como en el caso de acoplamiento capacitivo. De esta forma, parte del flujo de corriente permanece entre los electrodos y otra parte fluye por el interior del cuerpo, induciendo una diferencia de potencial que puede ser captada en el extremo RX [51–55]. Dado que en esta técnica se inyecta una corriente eléctrica al cuerpo humano, los dispositivos IBC galvánicos deben cumplir de forma muy estricta las regulaciones en materia de compatibilidad electromagnética, evitando las interferencias con otros dispositivos biomédicos. Además, con el fin de evitar cualquier problema adverso para la salud, las señales transmitidas deben cumplir con gran margen los límites especificados por las instituciones reguladoras internacionales [56–58]. Las frecuencias de transmisión se seleccionan a partir de los 10 kHz para no interferir con otras señales fisiológicas endógenas y los valores típicos de amplitud de señal están en el rango de 1 a 2 mA [59]. Además, dado que las corrientes inyectadas son muy débiles, esta modalidad requiere un nivel de señal transmitida menor

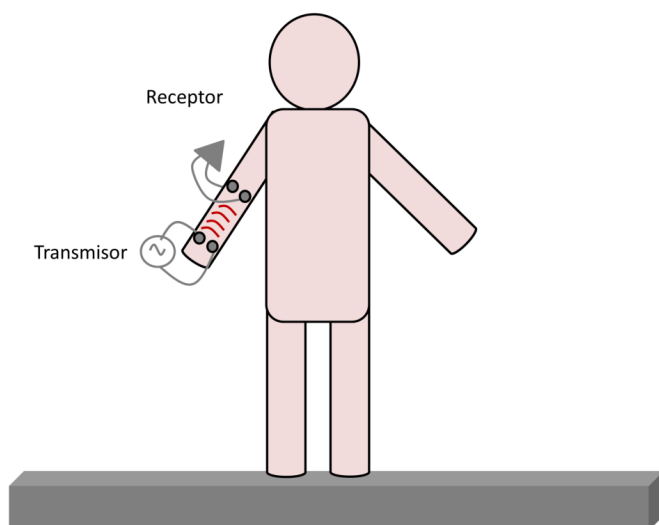


Figura 1.3 Esquema de técnica de acoplamiento galvánico.

que aquellas otras formas de comunicación basadas en estándares RF [60,61].

1.2 Justificación

Las ventajas de las técnicas de comunicación intracorporales sobre otras propuestas RF han motivado la investigación por parte de diversos grupos para la mejora de los sistemas IBC en términos de eficiencia, tamaño y complejidad de los sistemas electrónicos, dando lugar a dispositivos con consumos de 2.4 mW a tasas de datos de hasta 10 Mbps [50, 62–73]. Algunas de las aplicaciones en las que los investigadores han mostrado mayor interés se encuentran en el ámbito de la monitorización biomédica [74–76] y la autenticación biométrica [77–79]. Sin embargo, el incremento de la tasa de transmisión de los prototipos está permitiendo la definición de nuevas aplicaciones también en el ámbito del consumo doméstico y de entretenimiento [80–82]. Un ejemplo del interés suscitado por esta nueva tecnología se manifiesta en el gran incremento del número de patentes propuestas en los últimos años por diversas compañías a nivel internacional [83–89].

Sin embargo, a pesar de estos avances durante los últimos años, aún se echa en falta una metodología que permita abordar el diseño de los dispositivos IBC de una forma sistemática y precisa. La falta de consenso en el diseño de estos sistemas se refleja en la disparidad encontrada en las frecuencias de funcionamiento de los transceptores y los resultados de atenuación corporal medidos por unos y otros [59, 90–94]. Asimismo, las desviaciones encontradas para diferentes sujetos ponen de manifiesto la dependencia del canal IBC con las características antropométricas y las propiedades dieléctricas de los diferentes usuarios [67, 70]. Esta divergencia en los resultados obtenidos por unos autores

y otros puede deberse al desconocimiento de los verdaderos mecanismos de transmisión del cuerpo humano como canal de comunicación en sus dos modalidades de acoplo, lo que evidencia la necesidad de estudios más exhaustivos que permitan analizar las causas de las discrepancias observadas [95]. Para entender los mecanismos de propagación de señal en IBC y poder fijar las especificaciones de diseño de los dispositivos (consumo, tasa de transmisión, frecuencia portadora, modulación, configuración óptima de los electrodos, etc.) es necesario avanzar, tanto a nivel teórico como experimental, en la caracterización del cuerpo humano como medio de transmisión de señales eléctricas.

Desde el punto de vista teórico, en la literatura se han propuesto distintas aproximaciones para modelar el cuerpo humano como canal de comunicación, cada una con sus ventajas e inconvenientes: los modelos circuitales de parámetros concentrados y distribuidos [44, 46, 59, 93, 94, 96, 97] permiten obtener expresiones útiles de atenuación en el medio IBC, pero no consiguen emular la complejidad anatómica y estructural del cuerpo humano. Los modelos computacionales basados en técnicas numéricas como elementos finitos (FEM, Finite Element Method) y diferencias finitas (FDTD, Finite-Difference Time Domain) [45, 92, 98–100] pueden simular geometrías más complejas 2D y 3D con diferentes capas de tejido, a costa de un mayor coste computacional [101]. En la literatura también pueden encontrarse modelos físicos conocidos en inglés por el término “phantoms” que contienen líquidos y/o sólidos con propiedades similares a las de los tejidos [102–105], y que sirven de ayuda en escenarios donde la experimentación con humanos sería invasiva. La principal desventaja que presentan es que los materiales usados raramente incorporan todas las características dieléctricas de los tejidos que emulan, dando lugar a desviaciones importantes con respecto a los resultados experimentales. Finalmente, también se han propuesto modelos teóricos de base electromagnética en los que el brazo se modela como un cilindro con pérdidas [91, 106, 107], o modelos planares que simulan la superficie corporal como un plano infinito formado por distintas capas de tejido [49, 108, 109]. Sin embargo, la solución analítica de las ecuaciones de Maxwell en el cuerpo humano es difícil, y su solución en forma cerrada suele estar limitada a geometrías muy simples. La mayor parte de los modelos propuestos en la literatura han sido concebidos como soluciones “ad-hoc” para la ayuda al diseño de transceptores IBC específicos, de ahí que los resultados simulados sólo se ajusten a un conjunto reducido de medidas experimentales obtenidas con unas condiciones concretas, presentando discrepancias con respecto a resultados reportados por otros autores. Por ello se echan en falta modelos de canal generales que tengan en cuenta las propiedades eléctricas del cuerpo humano y aporten conocimiento sobre los principales mecanismos de transmisión a través del mismo. Por ejemplo, se ignoran los verdaderos caminos de corriente a través de los diferentes tejidos y la contribución de cada uno de éstos a la atenuación de la señal. Asimismo, se desconoce cómo puede variar esta contribución en función del tipo de acoplo y la frecuencia de funcionamiento. Por último, también cabe destacar que conforme aumenta la frecuencia, el cuerpo humano empieza a comportarse como una antena y parte de la señal comienza a ser radiada hacia el exterior [97]. Cuando esto ocurre, la señal deja de estar confinada en la superficie corporal y el enlace ya no sigue el esquema formal de una comunicación IBC, sin embargo, los rangos de funcionamiento en frecuencia válidos para cada técnica de acoplo aún no han sido determinados. Por todas estas razones, se necesitan modelos que ofrezcan expresiones sencillas que relacionen los mecanismos de transmisión con la atenuación en el canal IBC

y las propiedades eléctricas de los tejidos, y que constituyan una primera aproximación al establecimiento de una metodología precisa de diseño mediante la identificación de las principales variables involucradas como las frecuencias óptimas de funcionamiento, las distancias máximas, los caminos de señal a través de los tejidos, etc.

Desde el punto de vista experimental, también existen aún importantes retos técnicos que dificultan la caracterización del cuerpo humano como canal de comunicación. Los resultados reportados en la literatura han demostrado ser fuertemente dependientes de las condiciones experimentales bajo las cuales han sido obtenidos [90], haciendo a veces inviable la comparación de los datos publicados por unos autores y otros. Mientras que algunos de los resultados publicados muestran un mínimo de atenuación entre los 10 y 100 kHz [91, 92], otros resultados presentan una característica inversa, con curvas de atenuación decrecientes con la frecuencia [59, 93, 94]. En relación a la atenuación en el canal, se han observado también diferencias en magnitud de más de 20 dB. Una de las causas de esta discrepancia puede ser la gran diversidad en cuanto a los métodos y condiciones de medida, estrategias de desacoplo de tierras, equipos de medida, tipos de electrodos, etc., siendo necesario un esfuerzo de armonización y normalización. Por ejemplo, para la generación y recepción de la señal, se han usado indistintamente diferentes equipos como generadores de señal, osciloscopios [91, 93], analizadores de espectro (ADE), analizadores de redes vectoriales (VNA, Vector Network Analyzer) [94, 110], generadores de corriente, y otros transeceptores diseñados por los autores [59, 111]. Sin embargo, cada uno de estos dispositivos tiene sus propias características electrónicas, que necesariamente deben ser tenidas en cuenta en la medida de la atenuación. Así, mientras los osciloscopios suelen exhibir altas impedancias de entrada en el rango de los megaohmios, los dispositivos de medida RF como los ADEs y los VNAs presentan puertos adaptados a 50 ohmios. Por otro lado, no siempre se ha aplicado de forma sistemática una estrategia de aislamiento de las tierras internas de los dispositivos de medida conectados a la toma de corriente, que a menudo se acoplaban de forma parásita al esquema experimental, dando lugar a resultados de atenuación erróneos [91, 93]. La solución más común en la literatura para solventar este problema ha venido dada por el uso de transformadores o baluns [45, 94, 109, 110], sin embargo, exceptuando unos pocos trabajos [112, 113], no existe aún un análisis exhaustivo de sus posibles efectos en la medida IBC. De forma alternativa, otros autores han propuesto el uso de transeceptores alimentados a batería, eliminando así el problema del acoplo de las tierras y la necesidad de usar baluns [114]. No obstante, esta alternativa tiene la desventaja de que los transeceptores diseñados presentan un rango de operación más restringido, y por tanto, no permiten la caracterización multifrecuencial del canal IBC. De hecho, posiblemente debido a las limitaciones electrónicas inherentes al uso de determinados equipos y montajes de medida, existe una gran discrepancia en la literatura en cuanto a los rangos de frecuencia de estudio, lo que impide la definición de una banda óptima de frecuencias para esta técnica de comunicación. Otros aspectos que han demostrado tener un efecto en la caracterización del canal IBC es el movimiento y la posición del individuo [114–116], complicando más si cabe la armonización de los procesos de medida. De hecho, el propio cuerpo humano constituye una fuente de incertidumbre, siendo difícil distinguir los efectos causados por este de aquellos otros artefactos introducidos por los dispositivos electrónicos y las condiciones ambientales externas [50, 117]. Este hecho, unido a la dificultad a la hora de reproducir condiciones experimentales idénticas a lo

largo de diferentes sesiones, demuestra la complejidad que supone la caracterización de un canal altamente variable como es el cuerpo humano [91]. A todo esto hay que añadir el hecho de que la mayoría de los trabajos presentan medidas únicamente realizadas en el brazo, echándose de menos estudios experimentales que abarquen una mayor cantidad de zonas corporales, como piernas, torso y espalda, según los requisitos de posicionamiento de los biosensores en las aplicaciones de monitorización biomédica.

1.3 Hipótesis y objetivos

La investigación a realizar en esta tesis doctoral descansa sobre la siguiente hipótesis:

- Un mayor entendimiento de los mecanismos de transmisión de señal a través de los tejidos biológicos permitiría realizar una caracterización más precisa del cuerpo humano como canal de comunicación, así como obtener un conjunto de recomendaciones prácticas para optimizar el diseño de los sistemas IBC.

El objetivo principal de la misma es realizar una nueva aproximación al estudio del cuerpo humano como medio de transmisión de señales eléctricas en las técnicas de comunicaciones IBC, tanto desde una perspectiva teórica como experimental. Con este fin, se han establecido a su vez un conjunto de objetivos secundarios:

- Propuesta de modelos de canal corporal que incorporen algunas de las propiedades eléctricas de la piel y los tejidos y que sirvan para el estudio de parámetros clave como la atenuación y la dispersión en el medio, las características de transmisión de cada una de las técnicas de acoplo y los mecanismos bioeléctricos subyacentes a nivel de tejido.
- Realización de un conjunto de medidas experimentales para la caracterización del canal IBC y la identificación de las principales variables de diseño, junto con el desarrollo de montajes experimentales para el estudio de la influencia de las condiciones externas de medida y el análisis de aspectos técnicos de interés como aislamiento de las tierras, influencia de la resistencia de carga, uso de diferentes dispositivos de medida, etc.
- Validación de los resultados teórico-prácticos obtenidos.

1.4 Estructura de la tesis

Esta tesis doctoral se estructura en los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1.** En este capítulo se presenta una introducción al contexto científico-técnico en el que se enmarca esta tesis, los antecedentes de las comunicaciones intracorporales, la problemática encontrada y la justificación de la investigación a realizar, así como la hipótesis y los principales objetivos de la misma.

- **Capítulo 2.** Este capítulo presenta los fundamentos bioeléctricos utilizados en esta tesis para la caracterización eléctrica de los tejidos biológicos como base para la posterior tarea de modelado y análisis experimental del canal IBC. De esta forma se describen inicialmente las propiedades dieléctricas de los principales tejidos involucrados como piel, grasa, músculo y hueso. Dado el papel principal que tiene la piel como primera capa de tejido a la que se acopla la señal durante la transmisión IBC, se ha dedicado un apartado para la descripción de sus principales características anatómicas y las consideraciones que pueden derivarse a nivel eléctrico de su estructura en diferentes capas. Por último, se presentan los fundamentos para el modelado eléctrico del electrodo biopotencial a través del cual se inyecta y se recibe la señal IBC.
- **Capítulo 3.** En este capítulo se presentan los modelos propuestos para el análisis del cuerpo humano como canal de comunicación. El capítulo se divide a su vez en tres secciones diferentes según la aproximación de modelado usada: un primer modelo de la piel como línea de transmisión basado en un esquema circuital de parámetros distribuidos que emula algunas de las principales propiedades eléctricas de la piel a través del concepto de admitancia transcutánea. Un segundo modelo computacional basado en la técnica de elementos finitos con una geometría cilíndrica 3D que simula la distribución anatómica de los tejidos del brazo humano, y con el que se pretende analizar los mecanismos eléctricos a nivel de tejido que ocurren durante la transmisión IBC. Por último, un tercer modelo físico circuital phantom que emula las propiedades de bioimpedancia y atenuación del brazo humano con el fin de validar un conjunto de montajes de medida sin restricciones de seguridad y obviando la variabilidad asociada al propio cuerpo humano.
- **Capítulo 4.** Este capítulo recoge la descripción de un conjunto de montajes experimentales para la toma de medidas y caracterización del canal corporal como medio de transmisión. Se presentan primero dos apartados en los que se detallan los montajes de medida propuestos para las respectivas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo, y un tercer apartado en el que se describen un conjunto de montajes específicamente diseñados para el análisis de la influencia que tienen en la medida IBC el uso de diferentes dispositivos electrónicos, así como otras cuestiones técnicas de interés como las estrategias de aislamiento de las tierras internas, el efecto de la resistencia de carga en la determinación de la ganancia en el canal, los artefactos introducidos por los cables y conectores, etc.
- **Capítulo 5.** En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en esta tesis, que comprenden por un lado una primera sección en la que se muestran las simulaciones obtenidas con los diferentes modelos propuestos: las características de atenuación y dispersión simuladas con el modelo de línea de transmisión de la piel humana, la distribución de campo y corriente eléctrica a través de los diferentes tejidos obtenidos mediante el modelo FEM del brazo humano, y por último, el efecto de los parámetros del modelo circuital phantom en la ganancia del canal IBC, su implementación física y la validación del mismo. Posteriormente se presenta una segunda sección en la que se presentan los resultados experimentales obtenidos con los montajes de medida para la caracterización del canal IBC en sus dos modos de acoplamiento galvánico y

capacitivo, entre los que se incluyen resultados para diferentes longitudes de canal, sujetos, partes del cuerpo y posiciones. Por último, una tercera y última sección en la que se muestran los resultados con diferentes estrategias de tierra y resistencias de carga, los efectos introducidos por cables y conectores y las discrepancias existentes cuando se usan diferentes equipos de medida como osciloscopios, analizadores de espectro y de red, etc.

- **Capítulo 6.** Este capítulo muestra las principales conclusiones derivadas del trabajo realizado en esta tesis.
- **Aportaciones científicas a las que ha dado lugar esta tesis.** En este apartado se presentan las principales aportaciones científicas a las que ha dado lugar la investigación desarrollada en esta tesis, entre las que se incluyen publicaciones en revistas, capítulos de libro y contribuciones en congresos nacionales e internacionales.
- **Bibliografía.** Este apartado muestra las publicaciones científicas consultadas en esta tesis.

2 Fundamentos bioeléctricos

La vida es y siempre seguirá siendo una ecuación incapaz de resolver, pero tiene ciertos factores que conocemos.

NIKOLA TESLA

2.1 Introducción

El problema de la caracterización del cuerpo humano como canal de comunicación se ha abordado en esta tesis desde una perspectiva teórica, con diferentes propuestas de modelos para analizar los principales mecanismos de transmisión IBC; y desde una perspectiva experimental, para la validación de los modelos propuestos, la identificación de las principales variables de diseño y el análisis de los fenómenos IBC observados en la práctica, mediante el uso de montajes electrónicos específicamente diseñados para la realización de medidas de atenuación corporal. Como ya se ha puesto de manifiesto en apartados anteriores, las técnicas de comunicaciones intracorporales IBC se basan en el envío y recepción de señales a través del cuerpo humano como medio de transmisión, el cual presenta características eléctricas particulares que necesariamente deben ser tenidas en cuenta como base fundamental de los modelos y montajes experimentales propuestos.

El estudio de la interacción de los campos eléctricos con el cuerpo humano durante la transmisión IBC lleva implícita la necesidad de una caracterización a nivel eléctrico consistente de los tejidos biológicos. Para ello, en este capítulo se presentan las propiedades dieléctricas de los principales tejidos involucrados en la transmisión IBC, como piel, grasa, músculo y hueso. De esta forma, se han analizado las propiedades de permitividad y conductividad de los tejidos y sus diferentes dispersiones en frecuencia a partir de modelos de Cole-Cole reportados por Gabriel *et al.* en la literatura [118–120]. Por otro lado, cabe destacar que la piel representa la primera capa de tejido a la que se adhieren los electrodos y se acopla la señal al interior del cuerpo humano, de ahí que el punto de partida deba pasar ineludiblemente por un estudio detallado de la misma tanto desde un punto de

vista estructural como eléctrico, cuyos resultados serán la base de la posterior tarea de modelado. A diferencia de otros trabajos existentes en la literatura, en la investigación desarrollada en esta tesis doctoral se intenta dar un primer paso al modelado de la piel como medio de transmisión teniendo en cuenta sus propiedades bioeléctricas, así como ciertas consideraciones derivadas de su estructura en capas con el fin de obtener una mayor comprensión de los principales mecanismos que gobiernan la transmisión de señal a través de la misma. Por esta razón, se presentan a continuación la descripción de la estructura anatómica de la piel y la caracterización de las diferentes capas que la forman atendiendo a sus propiedades eléctricas. Por último, se presentan también en esta sección los métodos usados para el modelado del electrodo biopotencial que acopla las señales al cuerpo humano.

2.2 Propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos

El punto de partida del modelado del cuerpo humano como canal de transmisión de señales eléctricas debe pasar por la caracterización de las propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos que lo forman, a saber, su conductividad y permitividad, las cuales determinan el flujo de corriente eléctrica y la magnitud de los efectos de polarización, respectivamente, y dependen fuertemente de la frecuencia. En un medio biológico existe una relación inseparable entre sus propiedades químicas y sus propiedades eléctricas. Los tejidos biológicos conducen la corriente eléctrica en mayor o menor medida dependiendo de su composición. En un medio acuoso, la corriente eléctrica es generada por los iones presentes en la disolución. Como la conductividad eléctrica es directamente proporcional a la cantidad de iones presentes en los fluidos (electrólitos), las soluciones electrolíticas tanto en el medio extracelular como en el medio intracelular presentan buenas propiedades conductoras [121]. La permitividad eléctrica es un parámetro vinculado a la habilidad del material para almacenar energía eléctrica. De forma general, los materiales dieléctricos presentan una reducción de la permitividad conforme aumenta la frecuencia, debido a la absorción de energía electromagnética. Esta absorción suele estar relacionada con efectos resonantes que surgen debido a la vibración y rotación de los átomos, iones y moléculas contenidos en un medio, y que ocurren normalmente en frecuencias próximas a sus frecuencias características de absorción. Sin embargo, la mayor parte de las pérdidas se deben a efectos de relajación de los dipolos moleculares existentes en dichos medios. A bajas frecuencias, el campo eléctrico varía a una velocidad suficientemente lenta para permitir que los dipolos lleguen al equilibrio antes de que el campo cambie su polaridad. Sin embargo, para frecuencias en las que la orientación de los dipolos no puede seguir la del campo eléctrico aplicado debido a la viscosidad del medio, se produce absorción de energía que se disipa en forma de calor, provocando un retraso en la respuesta del medio.

En los tejidos biológicos, los efectos dispersivos son resultado de la interacción entre los campos electromagnéticos con las moléculas e iones contenidos tanto fuera como dentro del medio celular. Las principales características dieléctricas de los tejidos fueron reportadas por Foster y Schwan en 1989 [122], donde demostraron que las dispersiones observadas en los tejidos biológicos son fundamentalmente cuatro (tres dispersiones principales: α , β y γ a bajas, medias y altas frecuencias; y una dispersión menor, δ , a

frecuencias muy altas).

- Dispersión α : entre 10 Hz y 10 kHz, debido principalmente a los efectos de difusión iónica en la membrana celular.
- Dispersión β : entre 10 kHz y 30 MHz, asociada a los efectos de polarización de las membranas celulares, pero también como consecuencia de la polarización de proteínas y otras macromoléculas orgánicas.
- Dispersión γ : a partir de la región de los gigahercios, se debe fundamentalmente a la polarización de los dipolos de las moléculas de agua.

Cada una de estas zonas dispersivas es la manifestación de un mecanismo de polarización gobernado por una constante de tiempo (τ), que en primera aproximación ofrece la siguiente expresión para la permitividad eléctrica (ϵ_r^*) de un medio en función de la frecuencia angular ($\omega = 2\pi f$):

$$\epsilon_r^*(\omega) = \epsilon_r'(\omega) - j\epsilon_r''(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.1)$$

Esta es la conocida expresión de Debye, donde $\epsilon_r'(\omega)$ y $\epsilon_r''(\omega)$ representan la parte real e imaginaria de la permitividad compleja, ϵ_∞ es la permitividad a frecuencias en las que $\omega\tau \gg 1$, ϵ_s es la permitividad a frecuencias en las que $\omega\tau \ll 1$, y j es la unidad imaginaria ($j^2 = -1$). La magnitud de la dispersión se describe como $\Delta\epsilon = \epsilon_s - \epsilon_\infty$.

No obstante, la complejidad de la estructura y composición de los materiales biológicos en un amplio rango de frecuencias es tal que la expresión de Debye no consigue emular por completo sus propiedades dieléctricas, y es necesario introducir parámetros de distribución α ($0 < \alpha < 1$) en cada una de las fases dispersivas, dando lugar a la famosa expresión del modelo de Cole-Cole [123]:

$$\epsilon_r^*(\omega) = \epsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_s}{j\omega\epsilon_0} \quad (2.2)$$

donde σ_s es la conductividad estática del tejido y ϵ_0 la permitividad del espacio libre.

A su vez, el valor de la conductividad compleja puede hallarse a partir de la ecuación (2.2) según la siguiente expresión:

$$\sigma^*(\omega) = j\omega\epsilon_0\epsilon^* \quad (2.3)$$

Uno de los trabajos más relevantes en este campo fue presentado por Gabriel *et al.* en 1996 [118–120], en el cual se reportan la conductividad y permitividad de los tejidos

Tabla 2.1 Parámetros de la ecuación de Cole reportados por Gabriel *et al.* en [118].

	ϵ_∞	$\Delta\epsilon_1$	$\tau_1(\text{ps})$	α_1	$\Delta\epsilon_2$	$\tau_2(\text{ns})$	α_2	$\Delta\epsilon_3$	$\tau_3(\mu\text{s})$	α_3	$\Delta\epsilon_4$	$\tau_4(\text{ms})$	α_4	σ
Piel seca	4.0	32.0	7.23	0.00	1100	32.48	0.20	0.0			0.0			0.0002
Grasa	2.5	3.0	7.96	0.20	15	15.92	0.10	$3.3 \cdot 10^4$	159.15	0.05	$1 \cdot 10^7$	7.958	0.01	0.0100
Músculo	4.0	50.0	7.23	0.10	7000	353.68	0.10	$1.2 \cdot 10^6$	318.31	0.10	$2.5 \cdot 10^7$	2.274	0.00	0.2000
Corteza ósea	2.5	10.0	13.26	0.20	180	79.58	0.20	$5 \cdot 10^3$	159.15	0.20	$1 \cdot 10^5$	15.915	0.00	0.0200
Núcleo óseo	2.5	18.0	13.26	0.22	300	79.58	0.25	$2 \cdot 10^4$	159.15	0.20	$2 \cdot 10^7$	15.915	0.00	0.0700

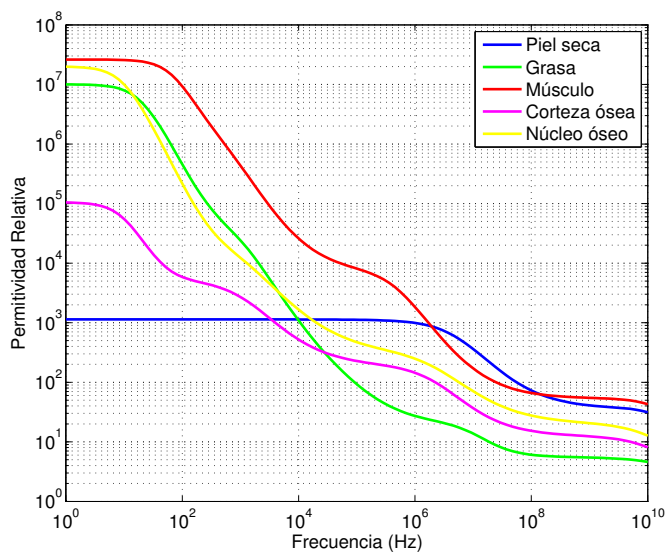


Figura 2.1 Permitividad relativa de la piel seca, grasa subcutánea, músculo y hueso en un amplio rango de frecuencias. Datos reportados por Gabriel *et al.* en [118].

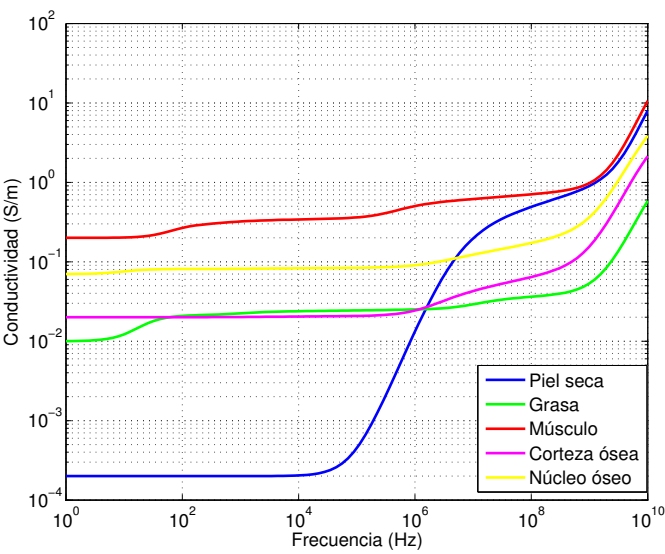


Figura 2.2 Conductividad eléctrica de la piel seca, grasa subcutánea, músculo y hueso en un amplio rango de frecuencias. Datos reportados por Gabriel *et al.* en [118].

más importantes del cuerpo humano (sangre, hueso, grasa, cerebro, riñón, músculo, piel, etc.) en un rango de frecuencias comprendido entre 10 Hz y 20 GHz. En dicho trabajo se presentan además los parámetros correspondientes a un modelo de Cole-Cole de cuatro dispersiones (ver ecuación (2.2)) para cada uno de estos tejidos, obtenidos a partir del ajuste con los resultados experimentales. Estos valores de permitividad y conductividad eléctrica han sido ampliamente usados en la literatura posterior. En la Tabla 2.1 se presentan los valores de los parámetros de la ecuación (2.2) reportados por Gabriel *et al.* para los tejidos más relevantes en el contexto IBC (piel seca, grasa, músculo y hueso).

Las Figuras 2.1 y 2.2 muestran los valores obtenidos de permitividad y conductividad eléctrica de los tejidos con los parámetros que aparecen en la Tabla 2.1 sustituidos en (2.2) y (2.3).

Como ya se ha mencionado, la dispersión β se debe principalmente a la polarización de las membranas celulares, por lo que su comportamiento puede modelarse como una capacitancia, que aparece debido a la existencia de regiones de alta conductividad (medio extracelular e intracelular) separadas por regiones de baja conductividad (membranas celulares). En este caso, las regiones de alta conductividad se comportan como las placas del condensador. A frecuencia cero, estas “placas biológicas” pueden ser cargadas, pero no existirá flujo de corriente a través de la membrana [124]. A bajas frecuencias, habrá un flujo de corriente muy pequeño debido a la alta impedancia de la membrana celular. En este caso, la corriente fluirá principalmente a través del fluido extracelular que rodea a las células (Ver imagen superior de la Fig. 2.3). Conforme la frecuencia aumenta, las placas de la membrana

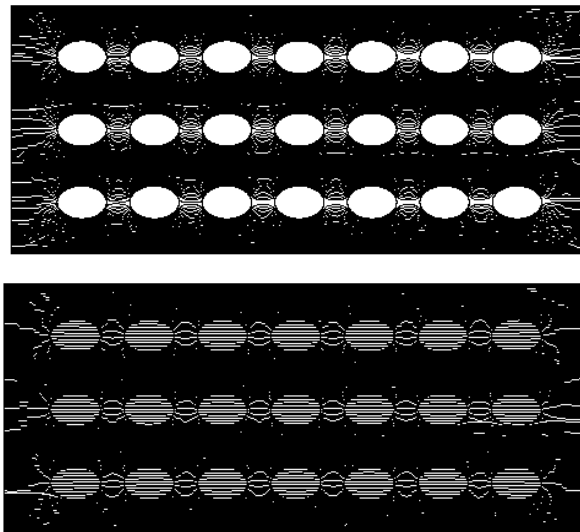


Figura 2.3 La densidad de corriente a bajas frecuencias (imagen superior) se distribuye en su mayor parte a través del medio extracelular mientras que a altas frecuencias (imagen inferior) atraviesa también el medio intracelular. Simulación eléctrica realizada en COMSOL 4.3a.

se cargan y descargan muy rápidamente, reduciendo la impedancia de la membrana y permitiendo que una pequeña cantidad de corriente penetre al interior de la célula. Por tanto, la impedancia del medio disminuye conforme la frecuencia aumenta debido a que el volumen conductor aumenta. A altas frecuencias, a partir de 5 MHz, la velocidad de carga y descarga de la membrana es tal que el efecto capacitivo puede considerarse despreciable (la capacitancia de la membrana se comporta como un cortocircuito) y la corriente fluye directamente a través del medio intra y extracelular en función de su conductividad (ver imagen inferior de la Fig. 2.3). El método de acoplamiento galvánico en IBC, basado en el acoplo de corrientes al cuerpo humano, puede explicarse en parte debido a este fenómeno de conducción eléctrica a través de los tejidos biológicos. La selección de la frecuencia portadora adecuada en IBC surge de un compromiso entre varios factores: aplicación en uso, tipo de acoplo de la señal, regulaciones de seguridad para evitar las interferencias con señales biológicas comunes, especificaciones de muy bajo consumo y alta conductividad de los tejidos, ruido externo, etc.

2.3 Estructura y propiedades eléctricas de la piel

En el escenario IBC, la piel es el medio al que se acopla la señal a través de los electrodos y uno de los caminos principales a través del cual se propaga la señal. Por esta razón, las propiedades electrofisiológicas de la piel deben ser estudiadas con especial énfasis con el fin de establecer una posible relación entre éstas y los parámetros de atenuación y dispersión en el canal IBC.

La piel está formada por tres capas bien diferenciadas: la epidermis, capa más exterior y fina, la dermis, capa interna más gruesa, y la hipodermis o tejido subcutáneo, rico en grasa, sobre el que descansan las dos capas anteriores [125] (Ver Fig. 2.4). La epidermis está formada por una capa celular poliestratificada de 200 micras de espesor aproximado, cuyas células proceden de una capa basal germinativa que se encuentra en la frontera entre dermis y epidermis. Estas células nacen en la capa basal y se multiplican rápidamente hacia las capas superiores, a la vez que sufren un proceso de queratinización para finalmente ser eliminadas en la capa más externa. La epidermis carece de vasos sanguíneos y nervios, pero cuenta con dos tipos de estructuras: glandulares (glándulas sudoríparas y sebáceas) y queratinizadas (pelos y uñas). La capa inmediatamente inferior a la epidermis, separada

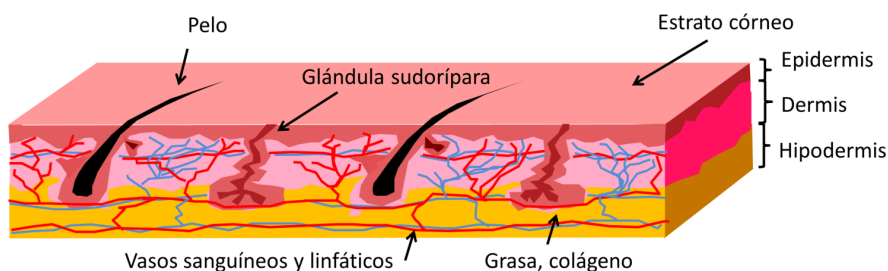


Figura 2.4 Imagen de la estructura anatómica de la piel con sus tres capas más importantes (epidermis, dermis e hipodermis) y sus estructuras principales.

por la membrana basal, es la dermis, un estrato conjuntivo de tamaño 20 ó 30 veces mayor que la capa epidérmica, y que alberga en su interior los plexos vásculo-nerviosos [126]. La dermis controla al epitelio superior, el cual se encarga de protegerla de traumatismos externos. Por debajo de la dermis se encuentra la hipodermis o tejido celular subcutáneo, que además de contener algunos elementos vásculo-nerviosos, protege a los órganos y es un perfecto aislante de calor. Por último, existe una fascia fibrosa profunda que representa el límite cutáneo. Nuestro contacto con el exterior se produce por medio del estrato córneo (SC), que es la capa más superficial de la epidermis. Está formado por células escamosas muertas, planas y delgadas, llamadas queratinocitos, que se desprenden continuamente para ser sustituidas por otras más nuevas. En estas células el citoplasma ha sido sustituido por una proteína hidrófoba y de característica aislante: la queratina [127]. Estas células muertas constituyen una barrera protectora que evita la entrada de sustancias nocivas al interior, constituyendo así la principal función protectora de la piel. De acuerdo a Yamamoto *et al.*, desde el punto de vista eléctrico, el SC es la capa que más influencia tiene en la medida de la impedancia de la piel [128] a bajas frecuencias.

Estudios experimentales revelan que la piel presenta dos regiones dispersivas diferenciadas [118, 128]: la primera de ellas comprende la región de las bajas frecuencias, hasta 1 MHz, en la cual la impedancia total de la piel viene determinada principalmente por la impedancia del SC [129, 130]. Si bien este hecho depende de otros factores como la hidratación de la piel, la geometría y el electrodo utilizado, es el fenómeno más observado. El SC es considerado como una sustancia de estado sólido con unos pocos iones libres que contribuyen a la conductancia DC. También contiene sustancias orgánicas como proteínas y lípidos que pueden estar altamente cargadas, pero no libres, por lo que sólo contribuyen a la conductancia AC. El SC muestra una amplia dispersión α (debido a los iones), mientras que el resto de capas de la piel muestran dispersiones α y β separadas, al igual que el resto de los tejidos. La segunda región dispersiva se halla en el rango entre 1 MHz y 1 GHz en la que la impedancia de la piel viene determinada por el resto de capas que no son el SC. Por tanto, las propiedades dieléctricas en esta banda vienen dadas principalmente por la membrana de las células vivas más internas. Del mismo modo, la permitividad está mayormente influenciada por la bicapa lipídica y la conductividad por los iones que la atraviesan.

De esta forma, como han demostrado previamente otros autores en la literatura [118, 131], las propiedades dieléctricas de la piel, es decir, conductividad y permitividad, se pueden modelar con eficacia y precisión con un modelo de Debye de dos dispersiones, según la expresión:

$$\begin{aligned}\epsilon_r^*(\omega) &= \epsilon_r'(\omega) - j\epsilon_r''(\omega) \\ &= \epsilon_\infty + \frac{\sigma_s}{j\omega\epsilon_0} + \sum_{k=1}^2 \frac{\Delta\epsilon_k}{1 + j\omega\tau_k}\end{aligned}\quad (2.4)$$

A su vez, la conductividad compleja puede derivarse a partir de (2.4) como,

$$\sigma^*(\omega) = \sigma'(\omega) + j\sigma''(\omega) = j\omega\epsilon_0\epsilon_r^*(\omega) \quad (2.5)$$

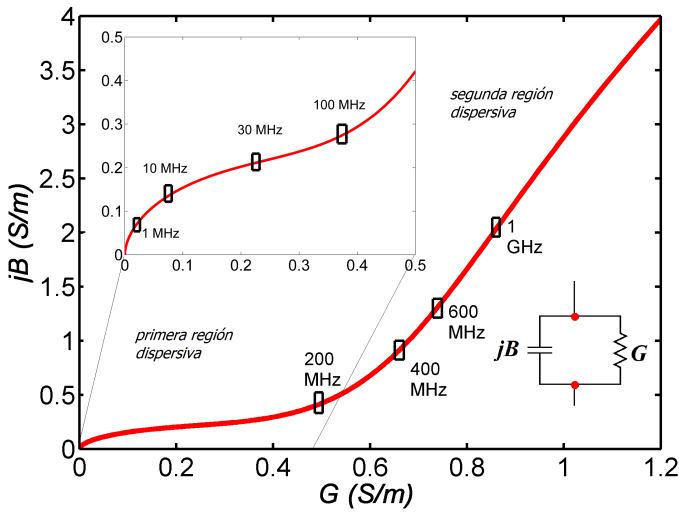


Figura 2.5 Representación en el plano complejo de la admitancia transcutánea $Y = G + jB$: los elementos G y B son dependientes de la frecuencia y siguen la evolución propia de un modelo de Debye de dos dispersiones. Sus valores fueron hallados a partir de (2.6) y (2.7) usando los parámetros reportados por [118] para piel seca. En la parte inferior derecha se muestra el circuito simplificado que emula la admitancia transcutánea de la piel $Y = G + jB$. La curva resultante muestra dos zonas dispersivas, la primera de ellas se sitúa a bajas frecuencias y está relacionada con el SC, la segunda zona dispersiva es dominante a frecuencias más altas y asociada con las capas más profundas de la piel. La primera zona dispersiva se muestra con mayor detalle en el margen superior izquierdo.

La ecuación 2.4 podría hacerse corresponder con una estructura circuital formada por dos circuitos RC paralelo colocados en serie, cada uno correspondiente a una de las dos zonas dispersivas encontradas. Sin embargo, con el propósito de simplificar la formulación y trabajar con una estructura circuital más compacta, se puede usar un circuito equivalente reducido, formado por una conductancia, G , y una susceptancia, B , para representar la admitancia Y transcutánea ($Y = G + jB$), pero reteniendo no obstante las características frecuenciales del modelo de Debye de dos dispersiones. Aunque son varios los autores que han modelado la admitancia transcutánea de la piel haciendo especial énfasis en las diferencias eléctricas asociadas a cada una de las capas de la piel y el estado de hidratación [132, 133], un circuito formado por dos componentes es una forma simple, fácil y efectiva de emular el comportamiento eléctrico de la admitancia transcutánea [130]. Debe notarse que para que este circuito simplificado pueda reproducir el comportamiento en frecuencia del modelo de Debye de 2 dispersiones, los elementos G y B deben ser dependientes en frecuencia. El circuito propuesto se presenta en la Figura 2.5. Puede verse que se obtiene una celda básica sencilla a la vez que precisa la cual puede constituir un punto de partida para el modelado de la atenuación a través de la piel en IBC [134].

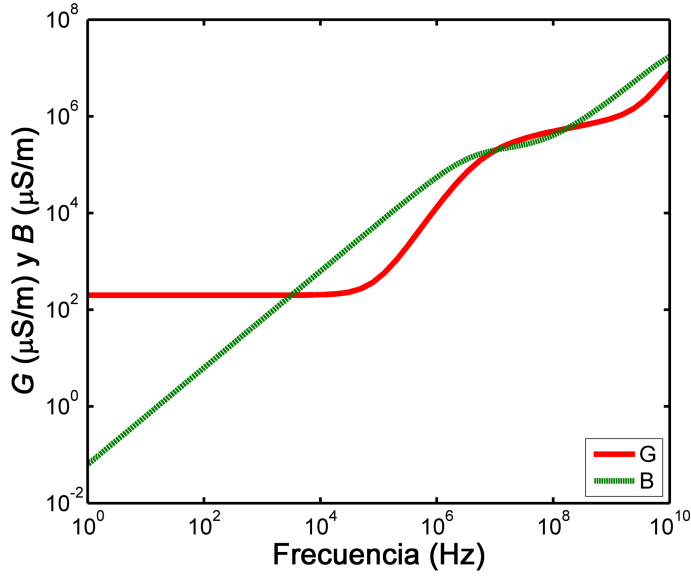


Figura 2.6 Evolución frecuencial de la conductancia G y la susceptancia B de la piel.

Para hallar la respuesta frecuencial de G y B , asumiendo que la piel presenta propiedades eléctricas homogéneas [128], se usaron (2.6) y (2.7). Para ello se calcularon previamente los valores de permitividad y conductividad dados por (2.4) y (2.5) con los parámetros reportados por [118] para la piel seca, según la Tabla 2.1.

$$G(\omega) = K\sigma'(\omega) = K\omega\epsilon_0\epsilon_r''(\omega) \quad (2.6)$$

$$B(\omega) = \omega \frac{\epsilon_r'(\omega)\epsilon_0}{\sigma'(\omega)} G(\omega) = K\omega\epsilon_0\epsilon_r'(\omega) \quad (2.7)$$

donde K es una constante dependiente del electrodo de medida, su geometría y área activa. Sin pérdida de generalidad, se ha escogido un valor igual a 1 para mayor simplicidad [130]. Los valores encontrados para la conductancia G y la susceptancia B se han representando mediante un diagrama de Wessel en la Figura 2.5. Mientras que el modelo de Debye (2.4) presenta dos polos finitos y otro en el cero, debido a (2.6) y (2.7), este último se desplaza al infinito en el espacio de admitancia. Una representación adicional frente a la frecuencia puede verse en la Figura 2.6. Puede verse que la admitancia Y de la piel presenta dos regiones dispersivas, como hemos señalado previamente. El intervalo de frecuencias en el que G y B han sido calculadas es el comprendido entre 1 Hz y 10 GHz, que es la banda de frecuencias reportada por Gabriel *et al* en [118]. Otros autores sólo han reportado valores de G y B hasta 1 MHz [130, 135]. No obstante, los resultados obtenidos coinciden en esta banda común.

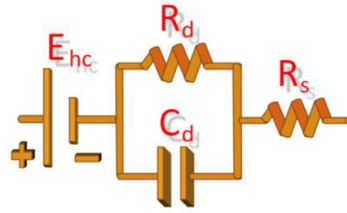


Figura 2.7 Modelo eléctrico circuital equivalente de un electrodo biopotencial.

2.4 Modelado del electrodo biopotencial

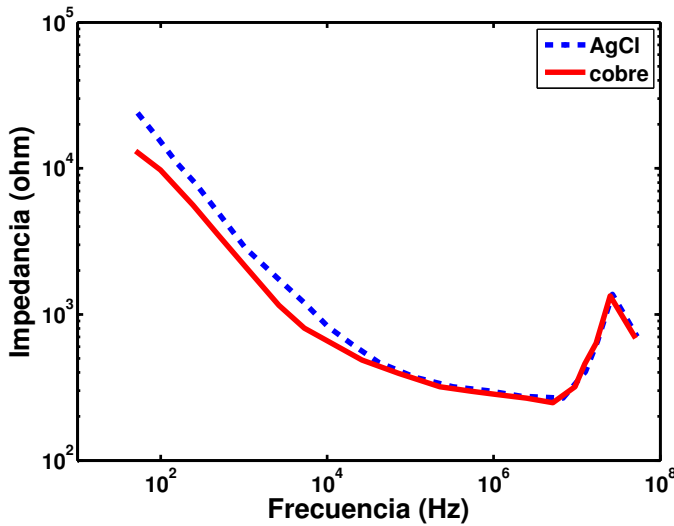
Existen diferentes características de los electrodos que influyen en mayor o menor medida en el acoplo de la señal, de ahí que sea necesario considerar sus efectos para obtener un modelo de transmisión IBC completo a través de la piel [136]. En primer lugar, cabe analizar el tamaño de los mismos. La cuestión es poder conocer cómo influye el tamaño del área activa del electrodo en la atenuación de la señal. Además, faltan estudios teóricos que ayuden a establecer estrategias óptimas y estandarizadas para la colocación de los electrodos en el cuerpo sin mermar en demasía la calidad de la señal recibida. A su vez, cabe destacar que además del efecto que el tamaño de los electrodos puede tener en la atenuación de la señal, éste también influye en la viabilidad de la solución IBC, pues en general se buscan sistemas portables pequeños y cómodos para el usuario. De ahí que el objetivo sea encontrar electrodos pequeños y de fácil uso que no supongan un lastre en la vida diaria del individuo [129].

Si el electrodo se encuentra en contacto con la piel, existe un acoplamiento galvánico entre ambos. Esto implica que el electrodo es la frontera donde se produce la transición entre una conducción electrónica y una conducción iónica. La parte electrónica del electrodo es un metal y la parte iónica suele ser un gel conductor o un líquido con determinadas propiedades conductivas que se aplica en la zona de la piel donde se coloca el electrodo [137]. El uso de un metal u otro en la parte conductora puede limitar su rango de aplicabilidad, así como las propiedades en su interfaz electrónica-iónica, por lo que se trata de otro de los aspectos a analizar en el estudio de la comunicación IBC.

En [138] se presenta un modelo eléctrico lineal para un electrodo biopotencial, el cual puede verse en la Figura 2.7. Las características eléctricas de los electrodos biopotenciales son generalmente no lineales y son función de la densidad de carga en su superficie. Por ello, este modelo eléctrico lineal es válido para valores de potencial y/o corriente pequeños, como es el caso de las aplicaciones IBC. Bajo estas condiciones, los electrodos pueden ser representados de forma precisa por dicho modelo circuital. En dicho circuito, los elementos R_d y C_d representan la impedancia asociada con la interfaz electrodo-electrolito y la polarización en esa interfaz. R_s es la resistencia serie asociada a los fenómenos eléctricos en la interfaz y la resistencia propia del material del que está compuesto el electrodo. La batería E_{hc} modela el potencial “half-cell”. Este potencial representa la interacción de un metal en contacto con una solución iónica. Cuando se produce esta interacción se produce un cambio local en la concentración de iones en la zona cercana al metal, de forma que se pierde la neutralidad de cargas y aparece un potencial conocido

Tabla 2.2 Características circuitales de los electrodos reportadas en [59].

	DC		100 KHz				1 MHz			
	Media	Desviación	R_e Media		R_e Desviación		Media		Desviación	
			R_e	C_e	R_e	C_e	R_e	C_e	R_e	C_e
Swarromed©	1.7k Ω	652 Ω	21 Ω	2.85nF	5.4 Ω	1.1nF	19 Ω	10pF	3.6 Ω	9pF
Neuroline©	940 Ω	79 Ω	359 Ω	418pF	7.1 Ω	66pF	370 Ω	60pF	9 Ω	15pF
Blue Sensor©	490 Ω	10 Ω	203 Ω	-28pF	16.1 Ω	6pF	195 Ω	-41pF	15 Ω	5pF


Figura 2.8 Valores de la impedancia de dos de los electrodos más comunes usados en la práctica IBC: AgCl y cobre. Adaptada de [47].

como “half-cell potential”. Se ha visto que este potencial depende del material del que esté formado el electrodo. Estos valores son sólo significativos cuando se trabaja a muy bajas frecuencias y en DC. Por esta razón, dado que en este trabajo se manejan frecuencias en un rango mayor a las decenas de kHz, este potencial ha sido despreciado. A bajas frecuencias, la impedancia del electrodo está dominada por la combinación serie de R_s y R_d , mientras que a altas frecuencias el condensador anula el efecto de R_d y la impedancia tiene un valor cercano a R_s . Por tanto, si se midiera experimentalmente la impedancia del electrodo a altas y bajas frecuencias se podrían determinar los valores de los elementos de su modelo eléctrico. Las características eléctricas de los electrodos están influenciadas por distintas propiedades físicas como su geometría, tamaño, material del que están compuestos, etc. El modelo simplificado de electrodo utilizado en este trabajo ha sido un circuito $R_e C_e$ paralelo, en el que R_e se corresponde con el valor de la resistencia serie formada por R_s y R_d a bajas frecuencias y con el valor de R_s a altas frecuencias, respectivamente. C_e equivale en todo momento al condensador C_d , más o menos despreciable en función de la frecuencia de trabajo.

Los electrodos usualmente usados en IBC suelen ser electrodos de cobre y AgCl (estos últimos son ampliamente utilizados para la captación de la señal ECG en la práctica clínica). Los valores que se usan en esta tesis para los elementos R_e y C_e de la impedancia del electrodo son los reportados en [47, 59]. Concretamente, en [59] se reportaron valores de electrodos comerciales de AgCl para tres frecuencias distintas: DC, 100 kHz y 1 MHz. Estos valores también han sido utilizados posteriormente por otros autores en la literatura [93]. Para varios tipos de materiales y un rango de frecuencias mayor hasta los GHz, Hachisuka *et al.* presentaron medidas del valor real de la impedancia de varios tipos de electrodos [47]. Ambos autores consideraron despreciables los valores obtenidos para la capacitancia C_e frente a los valores de la resistencia R_e del electrodo. En la Tabla 2.2 pueden verse los valores reportados por [59] y en la Figura 2.8 los obtenidos por [47] para dos tipos de metal: cobre y AgCl.

3 Modelos del cuerpo humano como canal de comunicación

So far as the theories of mathematics are about reality, they are not certain; so far as they are certain, they are not about reality.

ALBERT EINSTEIN

3.1 Introducción

A diferencia de las aproximaciones empíricas usualmente utilizadas en el diseño de los prototipos IBC, basadas fundamentalmente en la optimización de diferentes parámetros como tasa de datos, consumo, posición y tamaño de los electrodos, etc., los modelos de canal corporal pueden servir no sólo de ayuda en el proceso de diseño sino también para profundizar en el conocimiento de los mecanismos de transmisión a través de los tejidos biológicos. Desde que las IBC surgieran como una alternativa prometedora para el desarrollo de las redes WBAN, se han propuesto en la literatura varias aproximaciones al modelado del cuerpo humano como canal de comunicación, que pueden agruparse fundamentalmente en tres categorías: modelos circuitales de canal eléctrico, modelos electromagnéticos y modelos físicos basados en phantoms.

Con respecto a los modelos de canal eléctrico, las principales propuestas han ido dirigidas a la definición de esquemas circuitales tanto de parámetros concentrados [36, 46, 59, 93, 94, 96, 139–142] como distribuidos [44, 97]. No obstante, se echa en falta que estos modelos incorporen algunas de las características eléctricas de los diferentes tejidos, dada la naturaleza biológica del escenario en el que se realiza la comunicación. Por esta razón, esta tesis doctoral parte de los fundamentos eléctricos de los tejidos y la piel analizados en el Capítulo 2 para realizar una primera propuesta de modelado de comunicación IBC por piel como símil de línea de transmisión, que emula a través del concepto de admitancia

transcutánea algunas de las características estructurales, fisiológicas y eléctricas de la misma, así como su dependencia en frecuencia [143]. Además, el carácter distribuido del modelo permite analizar el efecto de la distancia en la atenuación del canal, así como la dispersión y el retraso de la señal. El modelo también se ha aplicado en el análisis del impacto de diferentes esquemas de modulación digitales y tasas binarias. Cabe destacar que uno de los objetivos de esta tesis era poder explicar el fenómeno IBC para los dos tipos de acoplamiento propuestos en la literatura, acoplamiento galvánico y capacitivo. Para dar cabida a ambos modos de transmisión, se realizó una extensión del modelo propuesto mediante la adición al mismo de nuevas etapas de transmisión y recepción en las que se tienen en cuenta características particulares de cada uno de los modos de acoplo, como son la forma de generación de la señal y el segundo camino hacia la tierra externa, entre otras [144]. Este modelo extendido permite la comparación formal de las dos técnicas de acoplamiento IBC, como primera aproximación para la definición del rango de aplicación de cada una de ellas en cuanto a frecuencias de operación, alcance máximo, etc.

Por otro lado, el modelado electromagnético aplicado al estudio de la comunicación IBC comprende dos líneas diferenciadas: una primera basada en la resolución de modelos computacionales con técnicas numéricas como métodos de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) [99, 145], de elementos finitos (FEM) [45, 92, 98, 100, 141] o de los momentos (MoM) [108]; y otra basada en el modelado teórico de la propagación electromagnética mediante fórmulas y geometrías sencillas que permitan obtener expresiones analíticas en el medio corporal [49, 91, 105, 108, 109, 146–148]. Teniendo en cuenta que uno de los parámetros clave en IBC es la atenuación de la señal a través del cuerpo humano, en los estudios por simulación electromagnética con técnicas numéricas abordados en la literatura se han investigado principalmente la influencia de la geometría y la colocación óptima de los electrodos con el fin de conseguir un mayor nivel de señal en el extremo receptor, sin analizar cuestiones clave como las relacionadas con los mecanismos eléctricos subyacentes a nivel de tejido, los verdaderos caminos de corriente que se establecen a través de estos en función de variables como la frecuencia y la distancia de canal, además de las consideraciones de diseño relacionadas. De esta forma, con el fin de profundizar en el estudio del acoplamiento galvánico, el cual ha demostrado ser fuertemente dependiente de las propiedades eléctricas de los tejidos corporales en el rango de frecuencias comprendido hasta los megahercios, se abordó una aproximación cuasi-estática para la resolución del potencial eléctrico haciendo uso de un modelo computacional 3D basado en el método de elementos finitos. A diferencia de otros modelos computacionales previos, se han considerado las propiedades dieléctricas y las dispersiones asociadas a cada uno de los tejidos, permitiendo analizar la influencia de las mismas en la expresión de otras variables eléctricas como la distribución del campo y la corriente. En este sentido, se han analizado los porcentajes de corriente eléctrica que atraviesan cada uno de los tejidos durante la transmisión IBC en función de parámetros como la longitud de canal (distancia entre TX y RX) y la distancia inter-electrodo (distancia transversal entre mismo par de electrodos) [52].

Por último, la tercera metodología de modelado abordada en la literatura por los autores incluye prototipos experimentales basados en contenedores con líquidos y/o sólidos con propiedades similares a las de los tejidos corporales, denominados “phantoms” [91, 99, 103, 105, 149]. Las sustancias más utilizadas han sido el agua y el cloruro

sódico para modelar el líquido intersticial y otro tipo de compuestos químicos como el agar para simular tejidos membranosos. Sin embargo, estos presentan limitaciones a la hora de emular las propiedades dieléctricas de los tejidos en un amplio rango de frecuencia, por lo que su uso suele estar limitado a estudios monofrecuenciales o con un ancho de banda reducido. Por esta razón, en esta tesis se ha propuesto un prototipo físico phantom basado en un modelo eléctrico circuital con el que se pretende emular las principales propiedades de bioimpedancia y atenuación del brazo humano en la banda de frecuencia de interés. Este prototipo físico puede sustituir al cuerpo humano en determinados esquemas experimentales con el fin de evitar la incertidumbre y la variabilidad asociada al mismo [150].

A continuación se describen en profundidad los tres modelos propuestos en esta investigación y que a modo de resumen son: modelo de la piel como línea de transmisión, modelo computacional FEM del brazo humano y modelo circuital eléctrico phantom.

3.2 Modelo de la piel como línea de transmisión

La piel juega un papel fundamental en el escenario IBC por ser el primer tejido al que se acopla la señal a través de los electrodos. Por esta razón, uno de los modelos propuestos en esta tesis consiste en la obtención de un símil de línea de transmisión a través de la piel a partir de la repetición, a lo largo de un mismo eje longitudinal, de celdas eléctricas básicas, formando así una estructura circuital de parámetros distribuidos. El objetivo de este tipo de estructuras circuitales es el estudio de la influencia de una admitancia Y transversal en las características de transmisión de una señal, siguiendo una metodología similar a la empleada en otros campos de investigación como el modelado neuronal [151–153]. Concretamente, dicha admitancia Y simula un determinado comportamiento fisiológico que se repite periódicamente en el espacio. En nuestro modelo, Y se corresponde con la admitancia transcutánea de la piel, y nuestro estudio se basa, por tanto, en cómo esta afecta a las características de la propagación de una señal a través de la misma.

Una vez definida la celda eléctrica básica que constituye el circuito de admitancia transcutánea Y junto con los valores de sus elementos G y B en función de la frecuencia (Ver Sección 2.3), los cuales emulan, respectivamente, los caminos conductivos de la piel (glándulas sudoríparas y canales iónicos) y las sustancias más aislantes (células queratinizadas del SC y bicapa lipídica), el siguiente paso hacia la obtención de un esquema circuital de parámetros distribuidos consiste en repetir dicha celda a lo largo del eje a través del cual se transmite la señal (eje x) [143, 154]. Para modelar la característica resistiva de la superficie del SC se ha añadido una resistencia R_u [Ω/m] (upper skin) entre cada par de celdas básicas adyacentes. De igual forma, una segunda resistencia distribuida R_i [Ω/m] (inner skin) ha sido incorporada al modelo con el fin de emular las propiedades resistivas a través de las capas más internas de la piel. El modelo resultante puede verse en la Fig. 3.1. Este nos permite estudiar la influencia de la admitancia transcutánea de la piel en las características de transmisión de una señal que viaja entre dos puntos de la misma, y a la vez, obtener conocimiento acerca del efecto de las propiedades dieléctricas de cada capa cutánea en la atenuación global del sistema. La línea inferior ha sido considerada como una referencia de voltaje interna con respecto a la cual se mide la tensión en la línea

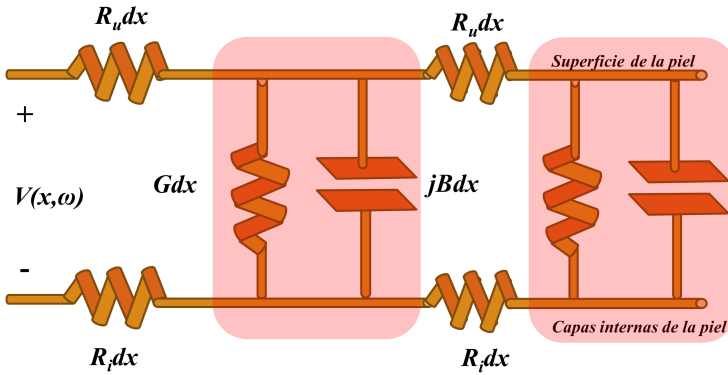


Figura 3.1 Modelo de transmisión por piel basado en un circuito de parámetros distribuidos, mediante la repetición de una celda eléctrica básica que representa la admitancia transcutánea Y (formada por el paralelo de la conductancia $G dx$ (S) y la susceptancia $B dx$ (S)), conectadas ambas en serie con la resistencia $R_u dx$ (Ω), esta última emulando las propiedades resistivas del SC. La resistencia $R_i dx$ se considera despreciable frente a $R_u dx$ y no se tiene en cuenta en la expresión analítica del modelo.

superior, correspondiente a la superficie de la piel. La resistencia R_i puede despreciarse frente a R_u , ya que el SC presenta mayor resistividad en comparación con las capas más internas [128, 130]. Por tanto, en la expresión analítica del modelo sólo se ha considerado el efecto de R_u . De la inspección de la Fig. 3.1 puede verse que la celda básica se corresponde con el equivalente eléctrico circuital de una línea de transmisión con pérdidas en la que no existe elemento inductivo.

La respuesta natural para esta caída de voltaje en el modelo de la Fig. 3.1 viene dada por la ecuación parabólica homogénea en el dominio de la frecuencia [155],

$$\frac{d^2 V(x, \omega)}{dx^2} - R_u (G(\omega) + jB(\omega)) V(x, \omega) = 0 \quad (3.1)$$

cuya solución general viene dada por,

$$V(x, \omega) = V^+ e^{-\gamma(\omega)x} + V^- e^{\gamma(\omega)x} \quad (3.2)$$

donde V^+ y V^- representan las amplitudes complejas de las ondas de voltaje que viajan a través de la piel en las direcciones x y $-x$ respectivamente, y γ es la constante de propagación, cuya expresión puede obtenerse sustituyendo (3.2) en (3.1),

$$\gamma(\omega) = \sqrt{R_u (G(\omega) + jB(\omega))} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (3.3)$$

donde α es la constante de atenuación y β es la constante de fase.

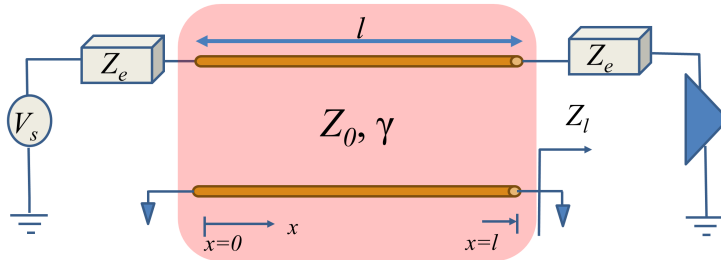


Figura 3.2 Modelo de propagación por piel basado en una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 . Los electrodos transmisor y receptor se caracterizan mediante sendas impedancias Z_e . La distancia entre los electrodos es l . V_s es el generador de voltaje transmisor y el triángulo representa el circuito de detección en recepción.

Por definición, la impedancia característica de la línea de transmisión es

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R_u}{G(\omega) + jB(\omega)}} = R_0(\omega) + jX_0(\omega) \quad (3.4)$$

donde R_0 y X_0 representan la parte real e imaginaria de la impedancia característica, respectivamente.

Debe notarse que las características de propagación, a saber, la atenuación y dispersión de una señal transmitida a través de la piel pueden ser obtenidas a partir de (3.3), la cual se calcula a su vez a partir de los valores de los elementos circuitales que modelan la admitancia transcutánea de la piel y que dependen de la frecuencia. De esta forma, se ha establecido una relación directa entre la propagación de la señal y las propiedades eléctricas de la piel hasta 1 GHz, rango en el que se conoce la evolución de G y B . Por otro lado, el procedimiento seguido para hallar R_u consistió en realizar una identificación de parámetros con el fin de encontrar el valor que mejor se ajustaba a un primer conjunto de resultados experimentales reportados en la literatura. Posteriormente, este mismo valor de R_u fue usado para validar el modelo con otro segundo conjunto de datos experimentales independientes del primero. De esta forma, se ha asumido que R_u no sólo depende de las propiedades bioeléctricas de la piel, sino también de otras condiciones externas, tales como el tipo de electrodo, el tipo de acoplamiento, el ruido externo, etc.

Una vez que el canal de comunicación conformado por la piel ha sido caracterizado mediante su constante de propagación γ y su impedancia característica Z_0 , ambas relacionadas con las propiedades dieléctricas de la piel a través de los parámetros circuitales que modelan la admitancia transcutánea, es preciso realizar algunas consideraciones en cuanto al efecto de los electrodos que se adhieren a la piel para el acoplo y la recepción de la señal, los cuales pueden causar desadaptación de impedancias, y por tanto, un efecto añadido de atenuación y dispersión de la señal recibida. Para ello se ha introducido en el modelo una impedancia Z_e equivalente que modela el efecto de los electrodos transmisor y receptor en el camino de señal, tal y como se detalló en la Sección 2.4.

El esquema completo se representa en la Fig. 3.2, donde se han añadido dos referencias de voltaje diferentes para emular los diferentes acoplos de la señal preservando la misma estructura circuital propuesta. En el caso de acoplamiento galvánico, se ha asumido que el modo común de rechazo es suficientemente grande, y por lo tanto, que dicha onda corresponde al modo de excitación diferencial. En el caso de acoplamiento capacitivo, las pérdidas debido al camino de retorno hacia la tierra externa han sido incluidas en la resistencia superficial R_μ . La desadaptación de impedancias debido a los electrodos ha sido representada como un coeficiente de reflexión Γ , que viene dado por las ecuaciones:

$$\Gamma(x, \omega) = \Gamma_l(\omega) e^{2\gamma(\omega)(x-l)} \quad (3.5)$$

$$\Gamma_l(\omega) = \frac{Z_l(\omega) - Z_0(\omega)}{Z_l(\omega) + Z_0(\omega)} \quad (3.6)$$

donde l es la distancia entre electrodos y Z_l es la impedancia vista en $x = l$. Se asume que el circuito de detección, representado en la Figura 3.2 como un triángulo, exhibe una impedancia de entrada tal que la impedancia Z_l al final de la línea viene dada por la impedancia del electrodo Z_e . Por tanto, la onda de voltaje que se propaga a través de la piel se define ahora como:

$$V(x, \omega) = V^+ e^{-\gamma(\omega)x} (1 + \Gamma(x, \omega)) = V^+ e^{\alpha'(\omega)x} e^{-j\beta'(\omega)x} \quad (3.7)$$

Nótese que la potencia media recibida a una distancia x en la línea de transmisión con impedancia característica compleja Z_0 puede definirse como:

$$\langle P(x, \omega) \rangle = \frac{|V^+|^2}{2|Z_0(\omega)|^2} e^{-2\alpha(\omega)x} \left[\left(1 - |\Gamma(x, \omega)|^2\right) R_0(\omega) + 2\text{Im}\{\Gamma(x, \omega)\} \cdot X_0(\omega) \right] \quad (3.8)$$

Sin embargo, en lugar de usar las pérdidas de potencia derivadas de (3.8), y con el propósito de usar una representación más simple para la atenuación de la señal, se ha considerado el cociente de voltajes a la entrada y salida de la línea como:

$$\frac{V(x=0, \omega)}{V(x=l, \omega)} = \frac{1 + \Gamma_l(\omega) e^{-2\gamma(\omega)l}}{(1 + \Gamma_l(\omega)) e^{-\gamma(\omega)l}} = e^{\alpha'(\omega)l} e^{-j\beta'(\omega)l} \quad (3.9)$$

Por tanto, la ganancia del sistema IBC en términos de cociente de voltaje se define como:

$$G_v(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{1 + \Gamma_l(\omega) e^{-2\gamma(\omega)l}}{(1 + \Gamma_l(\omega)) e^{-\gamma(\omega)l}} \quad (3.10)$$

Los valores de atenuación obtenidos de la simulación del modelo han sido comparados con valores de atenuación obtenidos experimentalmente por otros autores, mostrando así la validez del modelo propuesto [143]. Una vez conocida la constante de fase β' pueden hallarse otros parámetros de interés como la velocidad de fase de una señal que viaja a través de la piel según la ecuación (3.11), así como otros aspectos de interés en el diseño

de sistemas IBC, como la probabilidad de error para distintas modulaciones y diferentes regímenes binarios.

$$v_f(\omega) = \frac{\omega}{\beta'(\omega)} \quad (3.11)$$

Una vez obtenida una expresión formal para la constante de propagación a través de la piel, se introdujeron posteriormente un conjunto de modificaciones con el fin de lograr una mejor adaptación del modelo a las peculiaridades de cada técnica de acoplo [144, 156, 157]. El objetivo es lograr un mejor entendimiento de los mecanismos de transmisión de sendas técnicas mediante un estudio comparativo que permita establecer los rangos de aplicación de cada una de ellas. La configuración de los electrodos y la definición de un segundo camino de retorno a través de la tierra externa son las principales características que identifican cada una de las técnicas mencionadas. Por otro lado, una limitación que presenta el modelo propuesto es que el parámetro de resistencia longitudinal R_u tiene que ser previamente identificado mediante el ajuste con datos experimentales, por lo que su valor depende de las condiciones externas en las que los autores hayan realizado las medidas (tipo de electrodo y acoplamiento, acoplos capacitivos con la tierra externa, etc.). De hecho, se ha comprobado que los valores de R_u no siempre coinciden para resultados reportados por diferentes autores, por lo que el rango de validez del modelo se reduce a un conjunto de resultados en los que los autores siguen una metodología experimental similar. Nuestro objetivo era no obstante poder explicar el fenómeno IBC para un conjunto mayor de resultados y condiciones experimentales, así como para los dos tipos de acoplamiento. Este objetivo implicaba poder obtener valores de atenuación que seguían distintos comportamientos frecuenciales según las condiciones experimentales y el tipo de acoplo de la señal. Para dar cabida a toda esta fenomenología, nuestra propuesta mejorada se basa en separar el modelado del canal de transmisión (la piel) de las etapas de TX y RX y las condiciones experimentales externas. De esta forma, en cuanto a la geometría del modelo, si antes teníamos una única dimensión, la longitudinal x , la propagación de señal se define ahora a través de una capa superficial 2D de la piel, la cual está a su vez compuesta por dos ejes longitudinales, cada uno de ellos emulando el camino de señal entre un par de electrodos transmisor y receptor. Nótese que estos dos caminos de señal son similares en el caso de acoplamiento galvánico, debido a su configuración diferencial, pero diferentes en el caso de acoplamiento capacitivo, en el que el camino de retorno se establece a través de la tierra externa. Para modelar este segundo camino, se introduce en el modelo una capacidad distribuida C_{ad} que emula los acoplos capacitivos que surgen entre cada punto de la piel y el plano de tierra externo [144]. Por otro lado, una capacitancia discreta C_a representa el acoplo capacitivo entre los dispositivos transmisor y receptor y la tierra externa. Un esquema de los modelos circuitales resultantes para ambos tipos de acoplamiento puede verse en la Figura 3.3. Ahora, Y_{skin} representa la admitancia transcutánea, definida de nuevo como un circuito paralelo GB . La impedancia longitudinal Z_{skin} corresponde a un parámetro resistivo R que emula la resistividad eléctrica entre las celdas básicas GB , repetidas a lo largo de un eje longitudinal que emula el camino de señal a través de la piel.

De esta forma, mediante estas sencillas modificaciones, podemos hacer que el tipo de acoplamiento afecte a la constante de propagación y comparar ambas técnicas, lo que añade

utilidad al modelo en cuanto a consideraciones de diseño. La constante de propagación γ de sendos modelos se obtiene según la expresión:

$$\gamma = \sqrt{Z_{skin} Y'_{skin}} \quad (3.12)$$

donde $Z_{skin} = R$ y Y'_{skin} depende del tipo de acoplamiento.

- En el caso de acoplamiento galvánico,

$$Y'_{skin} = Y_{skin} = 2(G + jB) \quad (3.13)$$

donde (3.13) está multiplicada por un factor constante igual a 2, debido a la configuración diferencial propia del acoplamiento galvánico. Es decir, el circuito puede dividirse en dos partes a través de una línea de tierra virtual, de forma que la susceptancia B se convierte en dos susceptancias de valor $2B$ y la admitancia G en dos admitancias de valor $2G$.

- En el caso de acoplamiento capacitivo, Y'_{skin} es el equivalente serie de Y_{skin} y C_{ad} ,

$$Y'_{skin} = \frac{1}{\frac{1}{G + j\omega C} + \frac{1}{j\omega C_{ad}}} \quad (3.14)$$

De esta forma, se han obtenido sendos modelos de la piel como línea de transmisión para cada tipo de acoplamiento IBC. Ambos pueden representarse como una línea de transmisión como la que aparece en la Figura 3.3, de forma que la constante de propagación γ se calcula de forma diferente según las características propias de cada configuración. Los resultados de atenuación de la señal en recepción han sido simulados y se presentan en el Capítulo 5, donde han sido comparados con valores experimentales obtenidos por los autores, mostrando así la validez de los mismos.

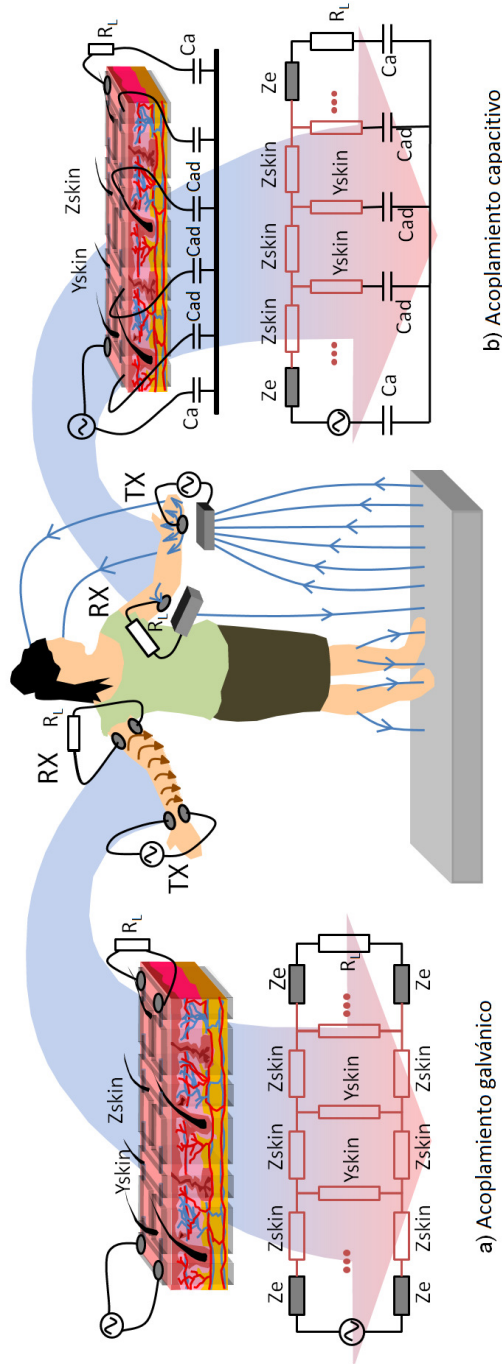


Figura 3.3 a) Acoplamiento galvánico IBC y circuito equivalente. b) Acoplamiento capacitivo IBC y circuito equivalente.

3.3 Modelo cilíndrico computacional FEM del brazo humano

Los modelos circuitales anteriores han ayudado al establecimiento de expresiones de atenuación sencillas que relacionan la constante de propagación del medio con las propiedades eléctricas de la piel y sus diferentes regiones dispersivas, asociadas a su vez a las diferentes capas que la forman. Si bien es cierto que estos modelos nos han ayudado a estudiar la dependencia de la comunicación IBC con variables como la frecuencia, las propiedades dieléctricas de los tejidos, la configuración de los electrodos, etc., no son versátiles sin embargo para profundizar en el análisis de los mecanismos de transmisión subyacentes a nivel de tejido y obtener otras variables eléctricas clave como la distribución del campo eléctrico y los verdaderos caminos de corriente a través del cuerpo humano.

Para profundizar en estos aspectos no suficientemente analizados en la literatura IBC, se ha propuesto un modelo computacional del brazo humano basado en la técnica FEM y con geometría cilíndrica 3D formado por diferentes capas de tejido. De esta forma, se ha conseguido emular de forma aproximada la geometría y composición del brazo humano, que es la parte del cuerpo utilizada por la mayoría de los autores en la literatura para la realización de los experimentos. El objetivo de este modelo es obtener conocimiento acerca de los principales mecanismos de transmisión que gobiernan el acoplamiento galvánico en IBC. A diferencia de otros modelos previos, se ha considerado la configuración diferencial del esquema galvánico como una red de cuatro puertos, con dos electrodos TX y dos electrodos RX conectados a la piel, lo que ha permitido estudiar la influencia de variables como la longitud del canal y la distancia inter-electrodo en la atenuación medida.

La geometría considerada en este modelo consiste en un cilindro multicapa que emula un brazo humano formado por cinco capas de tejido concéntricas, cada una de las cuales

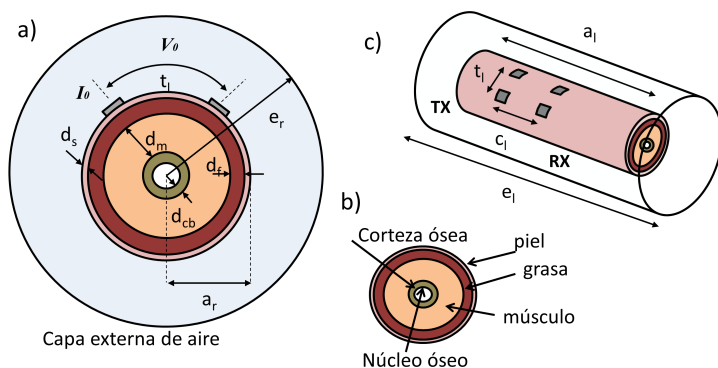


Figura 3.4 Geometría del modelo propuesto. a) Sección transversal del brazo dentro de una capa de aire externa. b) Sección transversal del brazo compuesto por cinco capas concéntricas: piel, grasa, músculo, corteza y núcleo óseo. c) Vista longitudinal del modelo del brazo con electrodos y descripción de parámetros como longitud del canal (c_l), distancia inter-electrodo (t_l), longitud del brazo (a_l), etc.

Tabla 3.1 Parámetros del modelo FEM propuesto para acoplamiento galvánico.

Parámetro	Valor	Descripción
e_r	10 [cm]	Radio de la capa externa de aire
e_l	120 [cm]	Longitud de la capa externa de aire
a_r	5 [cm]	Radio del brazo
a_l	60 [cm]	Longitud del brazo
d_s	1.5 [mm]	Espesor de la piel
d_f	8.5 [mm]	Espesor de la grasa
d_m	27.5 [mm]	Espesor del músculo
d_{cb}	6 [mm]	Espesor de la corteza ósea
t_l	3, 6, 7, 12 [cm]	Distancia inter-electrodo
c_l	5, 10, 15, 20 [cm]	Longitud de canal

corresponde a un tejido diferente: piel, grasa, músculo, corteza y núcleo del hueso (Ver Figura 3.4). Los principales parámetros del modelo, como espesor de los tejidos, diámetro y longitud del cilindro, etc., pueden verse en la Tabla 3.1. Un par de electrodos de cobre de área $2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$ se situaron en contacto con la piel separados una distancia inter-electrodo t_l . Los espesores considerados para cada capa de tejido son similares a los propuestos por Wegmueller *et al.* en [92], los cuales se ajustan a proporciones anatómicas reales. El comportamiento en frecuencia de las propiedades dieléctricas de los tejidos, i.e. permitividad ϵ_r y conductividad eléctrica σ se simuló mediante modelos de Cole-Cole de cuatro dispersiones con los parámetros reportados por Gabriel *et al.* en [118], los cuales pueden consultarse en la Tabla 2.1 de la Sección 2.2 de este mismo documento. Por último, con el fin de emular el ambiente exterior, se añadió también una capa externa de aire ilimitada puesta a potencial cero.

El modelo computacional propuesto ha sido implementado haciendo uso de la interfaz Electric Currents dentro del módulo AC/DC del software COMSOL Multiphysics 4.3a, que permite resolver un problema de conservación de la carga para el potencial eléctrico en su aproximación cuasiestática [158] mediante la técnica de elementos finitos. En concreto, la formulación del problema incluye la ecuación de continuidad de la carga junto con la ecuación de Gauss para el campo eléctrico:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = \nabla \cdot (\sigma \mathbf{E} + \mathbf{J}_e) = -j\omega\rho \quad (3.15)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (3.16)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E} \quad (3.17)$$

que da lugar a la siguiente ecuación en el dominio de la frecuencia:

$$-\nabla \cdot ((\sigma + j\omega\epsilon_0)\nabla V - (\mathbf{J}_e + j\omega\mathbf{P})) = 0 \quad (3.18)$$

donde \mathbf{J} es la densidad de corriente [A/m^2], σ la conductividad eléctrica [S/m], \mathbf{E} es la intensidad de campo eléctrico [V/m], \mathbf{J}_e la densidad de corriente fuente [A/m^2], ω la

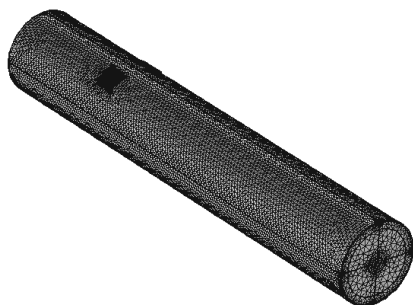


Figura 3.5 Imagen del mallado resultante para la geometría cilíndrica del modelo FEM propuesto para el brazo humano.

frecuencia angular $[\text{rad/s}]$ y ρ la densidad de carga eléctrica $[\text{C/m}^3]$. Además, \mathbf{D} representa el vector desplazamiento eléctrico $[\text{C/m}^2]$ y su relación constitutiva en (3.17) relaciona el vector de polarización eléctrica \mathbf{P} $[\text{C/m}^2]$ con la permitividad relativa ϵ_r $[\text{F/m}]$ y la permitividad del vacío ϵ_0 . Por último, V es el potencial eléctrico escalar $[\text{V}]$.

Esta formulación del problema sólo es válida cuando la longitud de onda es mucho mayor que las dimensiones de la geometría propuesta, de tal forma que se pueden despreciar los efectos inductivos y de propagación de ondas. Por esta razón, se ha seleccionado una frecuencia máxima de estudio de 100 MHz, siguiendo el ejemplo de otros autores que han seguido aproximaciones electrostáticas para la formulación electromagnética de sus modelos [98]. Con respecto a la señal de excitación, el voltaje V_0 inyectado en el brazo se establece de forma diferencial mediante la definición de una condición de frontera de Dirichlet de voltaje constante para ambos electrodos transmisores, es decir ($V = V_{01} = 1[\text{V}]$) y ($V = V_{02} = -1[\text{V}]$), de tal forma que $V_0 = V_{01} - V_{02}$. La capa de aire exterior se aisló eléctricamente ($\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$) y se usó una aproximación de *elementos infinitos* con el fin de extender sus dimensiones de manera ilimitada.

Para la computación del modelo, la geometría cilíndrica que emula el brazo humano fue mallada usando un elemento con forma de tetraedro extrafino. Esta malla fue posteriormente refinada en la zona cercana a los electrodos y en las fronteras entre diferentes capas, obteniendo un número total de elementos entre 400000 y 500000. La Fig. 3.5 muestra una imagen con el mallado resultante. Con respecto a la capa de aire externa, la opción de *elementos infinitos* permite establecer un dominio ilimitado en el módulo AC/DC de Comsol Multiphysics [159]. Para mallar este dominio externo de aire se usó la herramienta *swept meshing*, que es el procedimiento recomendado por COMSOL para mejorar la precisión y evitar problemas de convergencia. No obstante, con el fin de garantizar que los valores de radio y longitud elegidos para esta capa externa no afectaban a la convergencia de los resultados, se simularon diferentes valores, en concreto $e_r = 10, 25$ y 50 cm y $e_l = 120, 300$ y 600 cm. Una vez comprobado que todos estos valores daban lugar a resultados idénticos, se seleccionaron los valores más pequeños ($e_r = 10$ cm, $e_l = 120$ cm) con el fin de minimizar el número de elementos de mallado y reducir el gasto computacional. Por último, como ya se ha mencionado anteriormente, conforme la frecuencia aumenta, la

longitud de onda comienza a exhibir dimensiones similares a las de la geometría propuesta, invalidando la propuesta electrostática. Además, otros autores han comprobado de forma experimental que a partir de frecuencias en el orden de las centenas de MHz, otros fenómenos impredecibles como el efecto antena del propio cuerpo humano dejan de ser despreciables [97, 117]. Por este motivo, el rango de frecuencia elegido para las simulaciones fue de 1 kHz a 100 MHz.

La primera variable a simular fue la bioimpedancia Z_0 vista entre los electrodos terminales, considerando para ello una distancia inter-electrodo típica igual a 6 cm. Para hallar Z_0 , se calculó el cociente entre el voltaje transmitido V_0 y la corriente total inyectada I_0 . La obtención de la respuesta en frecuencia de la impedancia Z_0 del brazo puede ayudar a obtener conclusiones sobre los valores óptimos de impedancias de entrada y salida de los transceptores IBC. Sin embargo, pocos son los autores que han estudiado estos aspectos en la literatura, exceptuando algún estudio experimental reciente [94]. Con el fin de obtener una expresión general para la bioimpedancia del brazo simulada que pueda servir para futuras investigaciones y diseños, se calculó la parte real y la parte imaginaria de la misma y se obtuvo el diagrama de Cole. Se aplicó a su vez un algoritmo de mínimos cuadrados para obtener la curva que mejor se ajustaba a la impedancia simulada [124], obteniéndose un modelo de Cole-Cole de tres dispersiones según la expresión:

$$Z(\omega) = R_\infty + \sum_{i=1}^3 \frac{\Delta R_i}{1 + (j\omega\tau_i)^{\alpha_i}} \quad (3.19)$$

Posteriormente se simuló la distribución del campo eléctrico en un plano transversal correspondiente a la posición de los electrodos TX. Además, con el fin de analizar la penetración del campo eléctrico hacia tejidos más internos, se calculó el valor medio de la intensidad de campo eléctrico en cada tejido para todo el rango de frecuencias seleccionado. De igual forma, con el fin de analizar la dependencia de la atenuación en el canal IBC con otras variables clave, se obtuvo la distribución de corriente a través del brazo para tres frecuencias (100 kHz, 1 MHz y 100 MHz), dos distancias inter-electrodo ($t_l = 6$ y $t_l = 12$ cm) y tres longitudes de canal diferentes ($c_l = 5$, $c_l = 10$ y $c_l = 15$ cm). También se calculó el porcentaje de corriente inyectada que fluye por cada tejido integrando el flujo de la densidad de corriente normal a la superficie del tejido y dividiendo este valor por la corriente total inyectada I_0 . Con el fin de estudiar la influencia de la distancia inter-electrodo en el porcentaje de corriente que fluye a cada tejido, se consideraron tres distancias diferentes de 3, 6 y 12 cm. Cabe destacar que estas distancias se corresponden con tres configuraciones de electrodos diferentes: una primera disposición en la que los electrodos están muy juntos entre sí (3 cm), uno opuesto frente al otro (12 cm), y una posición intermedia a estas dos (6 cm). Se eligieron estas tres configuraciones ya que representan tres casos en los que se espera que la posición de los electrodos tenga una gran influencia en la distribución de corriente a través de los tejidos.

Por último, la ganancia en el canal IBC galvánico ha sido calculada como el cociente entre el voltaje medido en los electrodos RX y el voltaje inyectado en los electrodos TX, V_l y V_0 , respectivamente, según la expresión (3.20) y el esquema de la Fig. 3.6. Además, se analizó la influencia de variables como la longitud del canal y la distancia inter-electrodo en la atenuación del canal IBC para una frecuencia de 40 kHz, la cual había

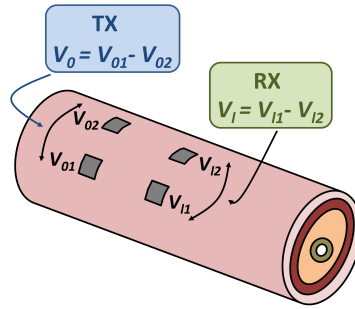


Figura 3.6 Esquema para el cálculo de la ganancia en el canal IBC galvánico conformado por el modelo FEM del brazo humano. La ganancia se calculó como el cociente del voltaje diferencial en los extremos TX y RX, V_0 y V_l respectivamente.

mostrado un pico de ganancia en estudios anteriores [160]. De esta forma, con el fin de validar el modelo propuesto, se compararon las simulaciones realizadas con resultados experimentales obtenidos por los autores en [160].

$$G_v(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{V_l}{V_0} = 20 \log_{10} \frac{V_{l1} - V_{l2}}{V_{01} - V_{02}} \quad (3.20)$$

3.4 Modelo eléctrico circuital phantom

Como se puso de manifiesto en la Sección 1.2, la mayoría de los modelos propuestos en la literatura IBC, desde los modelos circuitales más simples hasta los modelos tridimensionales más sofisticados, han sido concebidos con el fin de estudiar la propagación IBC desde una perspectiva de simulación computacional, pero no con el objetivo de reemplazar el cuerpo humano en un escenario experimental real. De hecho, sólo unos pocos autores han implementado un modelo físico para analizar la validez de las medidas IBC realizadas [91, 99, 103, 105]. Los “phantoms” son prototipos que emulan algunas de las propiedades eléctricas de los tejidos humanos y representan de forma física aquello que se pretende modelar. De esta forma, permiten la experimentación sin restricciones de seguridad y favoreciendo la repetibilidad de las condiciones de medida entre diferentes sesiones experimentales, que es uno de los grandes retos en la caracterización del canal IBC. A su vez, los artefactos introducidos por los equipos de medida pueden confundirse con los propios efectos del cuerpo humano cuando las medidas se realizan directamente sobre el mismo. De esta forma, la conveniencia de usar modelos físicos phantoms queda justificada por la necesidad de considerar escenarios experimentales sometidos a un conjunto de influencias externas realistas como son aquellas inherentes a los dispositivos electrónicos y las condiciones de medida. En [161], sus autores presentan una profunda revisión bibliográfica sobre diversos phantoms físicos propuestos en la literatura para diferentes aplicaciones en bioelectromagnetismo. Sin embargo, estos presentan ciertas limitaciones a la hora de emular las propiedades dieléctricas de los tejidos vivos en un amplio rango de

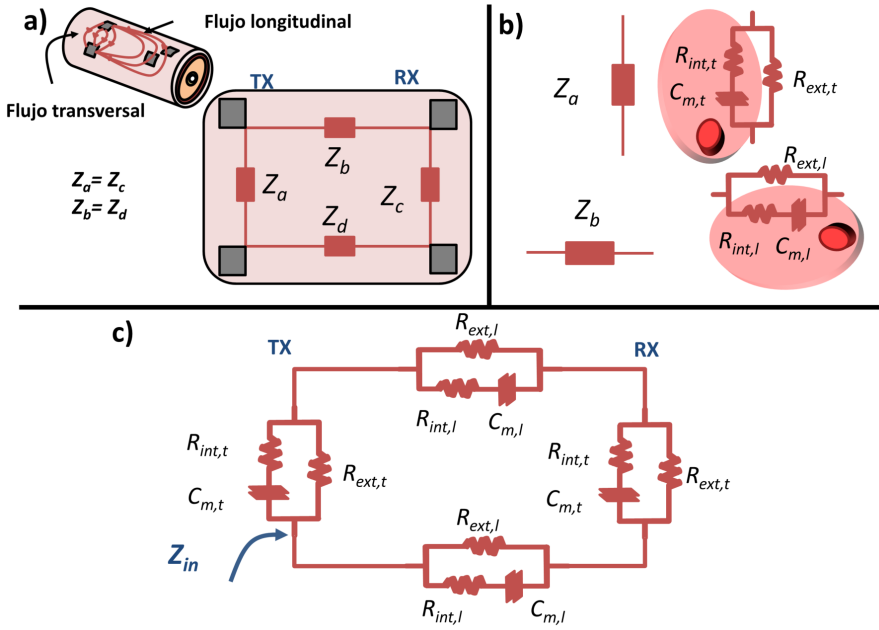


Figura 3.7 a) Modelo circuital simplificado que emula los flujos de corriente transversal y longitudinal en acoplamiento IBC galvánico. b) Modelo de Debye de una dispersión para impedancias Z_a y Z_c . c) Diagrama del modelo circuital resultante IBC.

frecuencias. Una posible alternativa es el uso de phantoms circuitales eléctricos capaces de reproducir dichas propiedades en una banda de frecuencias mayor. De esta forma, se presenta a continuación una propuesta de modelo eléctrico circuital “phantom” que emula algunas de las propiedades de bioimpedancia y atenuación encontradas en el brazo humano. El objetivo principal es estudiar los efectos asociados a los equipos de medida. Para ello se usará como prototipo físico con el fin de validar un conjunto de esquemas experimentales específicamente propuestos para la caracterización del canal IBC galvánico, obviando así otros posibles efectos introducidos por el propio cuerpo humano que suponen una fuente de incertidumbre en la medida.

Dado que el esquema de funcionamiento del acoplamiento galvánico está basado en el acoplo de corrientes eléctricas de baja frecuencia a través de los tejidos, el rango de estudio ha sido limitado a 1 MHz, donde se cumple la aproximación cuasi-estática y se pueden despreciar otros efectos de propagación de ondas. De lo contrario, otros fenómenos como radiación de los cables y efectos no lineales de los componentes circuitales del phantom [91, 109] podrían introducir una fuente de error en la medida que, dado el objetivo de este estudio, se pretende reducir al máximo. La Fig. 3.7a muestra el modelo circuital propuesto formado por cuatro impedancias complejas: Z_a y Z_c emulan el flujo de corriente transversal que fluye entre cada par de electrodos TX y RX, respectivamente, mientras Z_b y Z_d simulan el flujo de corriente longitudinal a través del brazo. De forma simplificada,

se ha considerado un esquema circuital simétrico y recíproco, es decir $Z_a = Z_c$ y $Z_b = Z_d$. De acuerdo con resultados reportados por los autores en [52], la bioimpedancia del brazo presenta una región dispersiva dominante hasta 1 MHz, por tanto, las impedancias Z_a y Z_b pueden representarse mediante un modelo de Debye de una única dispersión (ver Fig. 3.7b) formado por una resistencia extracelular R_{ext} , una resistencia intracelular R_{int} y una capacitancia de membrana C_m según las ecuaciones:

$$Z_a = Z_c = \frac{R_{ext,t}(R_{int,t} + \frac{1}{j\omega C_{m,t}})}{R_{ext,t} + R_{int,t} + \frac{1}{j\omega C_{m,t}}} \quad (3.21)$$

$$Z_b = Z_d = \frac{R_{ext,l}(R_{int,l} + \frac{1}{j\omega C_{m,l}})}{R_{ext,l} + R_{int,l} + \frac{1}{j\omega C_{m,l}}} \quad (3.22)$$

donde los sufijos t y l denotan los flujos transversal y longitudinal, respectivamente. Finalmente, el modelo completo puede verse en la Fig. 3.7c. Debe notarse que la estructura de este modelo presenta ciertas similitudes con otros anteriormente propuestos en la literatura [59, 93, 94], pero en este caso se han omitido las impedancias diagonales que modelan los acoplos cruzados entre electrodos TX y RX y las impedancias que simulan la interfaz electrodo-piel. Si bien estas impedancias ya fueron consideradas en el símil previo de la piel como línea de transmisión, en esta ocasión han sido suprimidas con el fin de lograr la mayor simplicidad posible. La razón es que el principal objetivo es conseguir un prototipo físico fácil de construir y con el menor rango de error que sirva para evaluar la validez de diferentes montajes experimentales, evitando así la incertidumbre asociada al propio brazo humano. No obstante, sin pérdida de generalidad, la capacidad del phantom propuesto para modelar la bioimpedancia y la atenuación del brazo será validada posteriormente con medidas in-vivo.

Una vez que se tiene el modelo circuital que emula los caminos de corriente a través del brazo, es necesario añadir al mismo las resistencias de entrada y salida de los equipos de medida para obtener una expresión de atenuación realista con respecto al esquema experimental usado. Dada la gran heterogeneidad de esquemas experimentales propuestos en la literatura, no existe aún un consenso en cuanto a la caracterización del canal IBC en términos de ganancia. Una expresión muy común es aquella basada en el cociente de las tensiones en el extremo RX y TX (ver ecuaciones (3.10) y (3.20)), designada como G_v . Desde el punto de vista experimental, con el fin de medir estos voltajes, el equipo de medida usado tendrá inevitablemente un efecto en la medida. En la Fig. 3.8 al modelo circuital propuesto se le ha añadido la resistencia de salida del generador, R_s , y la resistencia de carga del equipo de medida, R_L . Nótese que esta configuración corresponde al caso en el que una sonda de osciloscopio se coloca en los pines TX y RX para medir el voltaje en cada uno de ellos y obtener así la expresión de ganancia de voltaje. Sin embargo, otros dispositivos frecuentemente usados por los autores como analizadores de espectro vectoriales (VNA) y analizadores de espectro (ADE), hacen uso del modo tracking generator para obtener una medida de transmisión en términos de una ganancia de potencia, en adelante G_p . La correspondencia entre ambas medidas de ganancia no siempre ha sido convenientemente considerada en la literatura, y por ende, puede suponer

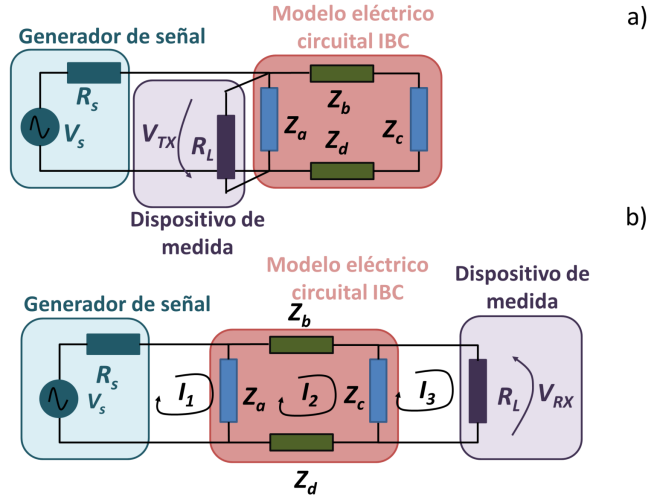


Figura 3.8 Modelo eléctrico circuital IBC con resistencias internas de los dispositivos de medida R_s y R_L cuando el voltaje medido es V_{TX} y V_{RX} , designados como (a) y (b) respectivamente.

otra causa de discrepancia en los resultados observados. Dado además el hecho de que puede existir una desadaptación de impedancias entre la resistencia de carga del dispositivo de medida y la exhibida por el brazo humano, G_v puede diferir considerablemente de G_p . Si bien es cierto que estas consideraciones pueden parecer obvias a priori, serán de especial relevancia en las siguientes secciones de este documento, donde se analizarán los resultados obtenidos con diferentes esquemas experimentales de medida. De acuerdo con la Fig. 3.8, ambas expresiones de ganancia de voltaje y potencia pueden derivarse a partir de las leyes de Kirchoff según:

$$G_v(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{|V_{RX}|}{|V_{TX}|}, \quad (3.23)$$

$$G_p(\text{dB}) = G_v + 10 \log_{10} \frac{\text{Re}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in}) + R_L}, \quad (3.24)$$

donde V_{TX} está relacionado con la fuente de voltaje, V_s , con R_L , R_s y con la impedancia Z_{in} según la expresión:

$$V_{TX} = V_s \frac{Z_{in} R_L}{Z_{in} R_L + R_s (Z_{in} + R_L)}. \quad (3.25)$$

A su vez, la impedancia de entrada vista en el extremo TX, Z_{in} , equivale a:

$$Z_{in} = \frac{Z_a (Z_b + Z_c + Z_d)}{Z_a + Z_b + Z_c + Z_d}, \quad (3.26)$$

y el voltaje en el extremo RX puede expresarse como:

$$V_{RX} = R_L I_3, \quad (3.27)$$

donde I_3 es la corriente de salida (ver Fig. 3.8).

Las ecuaciones (3.23)-(3.27) han sido obtenidas mediante análisis circuital del modelo propuesto en la Fig. 3.7a, cuya expresión matricial puede verse en (3.28).

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + Z_a & -Z_a & 0 \\ -Z_a & Z_a + Z_b + Z_d + Z_c & -Z_c \\ 0 & -Z_c & R_L + Z_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Los valores de los parámetros del modelo fueron obtenidos en base a un conjunto de especificaciones relacionadas con la bioimpedancia y la ganancia de canal observada en el brazo humano, de tal forma que:

- En el camino transversal, la impedancia Z_{in} vista entre los electrodos TX fue determinada a partir de resultados simulados por los autores en [52] haciendo uso del modelo 3D FEM del brazo humano introducido en la Sección 3.3, así como a partir de resultados experimentales obtenidos por otros autores en la literatura [94, 162, 163]. Estos resultados muestran un comportamiento de bioimpedancia decreciente con la frecuencia, presentando valores en el rango de kilohmios a bajas frecuencias como kilohercios y valores en el rango de los ohmios conforme la frecuencia aumenta hasta el orden de los megahercios.
- En el camino longitudinal, la señal IBC se atenúa conforme sigue su recorrido a través del cuerpo humano. Por ello, los parámetros longitudinales del modelo se determinaron con el fin de emular algunas de las características de atenuación observadas en resultados experimentales obtenidos por los autores en [160]. De forma específica, se han asumido dos consideraciones, por un lado, un rango de magnitud de las pérdidas entre -20 y -30 dB para una longitud de canal de 5 cm, y por otro lado, un máximo de ganancia en el rango de frecuencia comprendido entre 10 y 100 kHz.

En la Sección 5.2.3 de esta misma tesis se explica de forma detallada el proceso de identificación de los parámetros del modelo circuital propuesto según las especificaciones comentadas anteriormente, así como los detalles de implementación del prototipo físico y los resultados de atenuación obtenidos con el mismo.

4 Montajes experimentales para la caracterización del canal IBC

El hecho fundamental nunca falla; su prueba siempre es verdadera.

MICHAEL FARADAY

4.1 Introducción

La caracterización experimental del cuerpo humano como canal de comunicación ha demostrado ser fuertemente dependiente de las condiciones ambientales y los métodos de medida bajo los cuales se realizan los experimentos, dando lugar a desviaciones importantes entre resultados reportados por unos autores y otros, impidiendo una comparativa formal de los mismos. Asimismo, existe un conjunto heterogéneo de propuestas para abordar diferentes cuestiones técnicas, por ejemplo, diversas estrategias para el aislamiento de las tierras de los equipos electrónicos, el establecimiento diferencial de la señal, la adaptación de la impedancia de los dispositivos a la de la piel humana, etc., dando lugar a una amplia variedad de esquemas experimentales y montajes de medida. Igualmente, las medidas reportadas han sido realizadas usando una amplia variedad de electrodos de diferentes formas, materiales y tamaños, sin conocerse su influencia directa en la atenuación de la señal [164]. Con respecto a las zonas corporales estudiadas, la mayoría de los resultados experimentales publicados han sido obtenidos en el brazo humano, obviando otras partes del cuerpo como piernas, espalda y torso, si bien trabajos recientes han reportado medidas de atenuación en la cabeza [165, 166]. En cuanto a las frecuencias de funcionamiento, no existe un consenso acerca de la banda de frecuencias óptima para la comunicación IBC en sus dos principales categorías de acoplamiento galvánico y capacitivo, de forma que no existe un espacio de diseño común para los transepectores IBC, que a menudo

presentan frecuencias de funcionamiento dispares. Por otro lado, también cabe destacar que el canal IBC depende de las propiedades electrofisiológicas y antropométricas de los sujetos bajo estudio. De hecho, existe una dependencia implícita en la posición corporal y los movimientos del sujeto, lo que dificulta aún más el proceso de medida, dando lugar a variaciones a lo largo de diferentes sesiones experimentales. En esta tesis se presentan dos montajes experimentales para sendas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo que han sido desarrollados con el fin de realizar un conjunto exhaustivo de medidas para analizar cuestiones clave como las bandas de frecuencia óptimas, tipo de electrodo, longitud de canal y distancia inter-electrodo, así como diferentes partes del cuerpo y posturas del sujeto. El objetivo es analizar las principales variables IBC para ambos tipos de acoplo, estableciendo así un conjunto de conclusiones prácticas que ayuden al diseño de montajes experimentales más precisos. En los siguientes apartados se describen las condiciones experimentales en las que se realizaron estas medidas, así como las características de los dos montajes de medida implementados.

Por otro lado, también cabe destacar que existe una importante fuente de discrepancia en la medida IBC que no ha sido suficientemente estudiada en la literatura y que está relacionada con los efectos producidos por los propios dispositivos de medida y condiciones experimentales externas. Así, se utilizan indistintamente esquemas experimentales que usan diferentes equipos como osciloscopios y generadores de señal, analizadores de espectro (ADE) [49, 167] y de redes vectorial (VNA) [168] y receptores específicamente diseñados por los autores [169–171], cada uno de ellos con sus características electrónicas propias. Por ello se requiere la armonización y clarificación de los montajes y métodos de medida propuestos con el fin de establecer una metodología experimental que permita identificar las características del canal IBC de una forma sistemática y precisa. De esta forma, algunos aspectos técnicos que necesitan ser estudiados en profundidad son los que conciernen, por un lado, al aislamiento de las tierras internas en los circuitos de medida, que a menudo se acoplan de forma parásita al esquema experimental, dando lugar a configuraciones que no se corresponden con esquemas capacitivos y galvánicos reales, y por otro, la posible desadaptación de las impedancias internas de los equipos y la impedancia electrodo-piel [172]. En este capítulo, se proponen un conjunto de montajes experimentales con los que estudiar la influencia de diferentes esquemas de medida en la atenuación del canal IBC, analizando cuestiones técnicas como el uso de baluns en diferentes configuraciones y dispositivos alimentados a batería para el aislamiento de las tierras [173]; el efecto de la resistencia de carga en la caracterización de la ganancia de voltaje y potencia, los diferentes tipos de dispositivos, los efectos indeseados debido a los cables y conectores [174], etc. En este sentido, con el fin de evitar la fuente de incertidumbre asociada al propio cuerpo humano, cuyos mecanismos de transmisión se desconocen aún, y a su vez, la dificultad para reproducir condiciones experimentales idénticas a lo largo de diferentes sesiones y días, el estudio ha sido realizado haciendo uso del modelo eléctrico phantom descrito en la Sección 3.4 de esta misma tesis. Dado que la ganancia experimental obtenida puede ser corroborada fácilmente con simulaciones del modelo eléctrico equivalente, el phantom nos ha servido como patrón a la hora de evaluar los efectos introducidos por los equipos de medida, evitando así la mencionada incertidumbre asociada al cuerpo humano.

Se han implementado dos montajes experimentales para sendas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo con el fin de analizar algunos aspectos importantes de la

Tabla 4.1 Características antropométricas de los sujetos bajo estudio.

	Sujeto 1 (H)	Sujeto 2 (M)
Altura	1.82 m	1.57 m
Peso	100 kg	50 kg
Longitud del brazo	65 cm	50 cm
Diámetro del brazo	9.5 cm	4.3 cm

Tabla 4.2 Características de los electrodos usados en la experimentación IBC.

Tipo	Forma	Material	Tamaño	Fabricación
I	Circular	AgCl (con gel conductor)	0.5 cm (radio)	Comercial
II	Cuadrado	Aluminio	2cm×2cm	Elaboración propia
III	Cuadrado	Cobre	2cm×2cm	Elaboración propia
IV	Cuadrado	Cobre	3cm×3cm	Elaboración propia

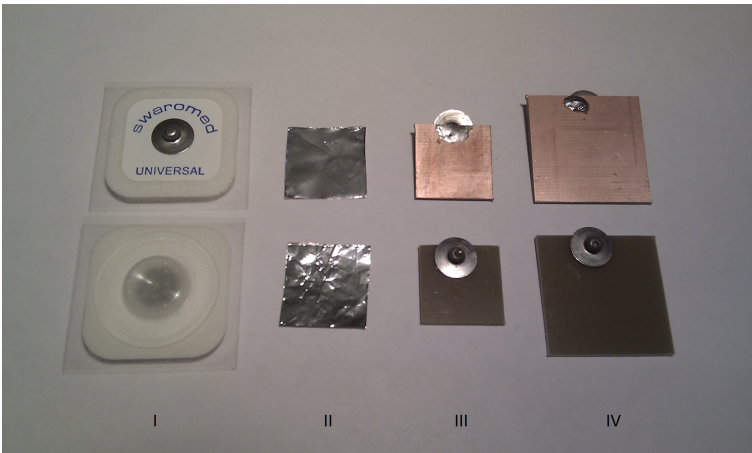


Figura 4.1 Imagen de los electrodos usados en la experimentación IBC.

comunicación IBC, tales como longitud de canal, distancia transversal entre electrodos, rangos de frecuencia, influencia del tipo de electrodo, atenuación en diferentes zonas corporales, etc. Para ello se seleccionaron dos sujetos voluntarios de ambos sexos (H y M) con diferentes características antropométricas, las cuales están resumidas en la Tabla 4.1. Se realizó un amplio conjunto de experimentos analizando cada uno de los parámetros mencionados, dando lugar a más de 100 medidas para cada uno de los sujetos y tipo de acoplamiento. Las medidas fueron obtenidas a lo largo de varios días, con el fin de probar la viabilidad de los montajes implementados, así como de obtener una mayor significancia estadística. Se han considerado también diferentes materiales y tamaños de electrodos, los

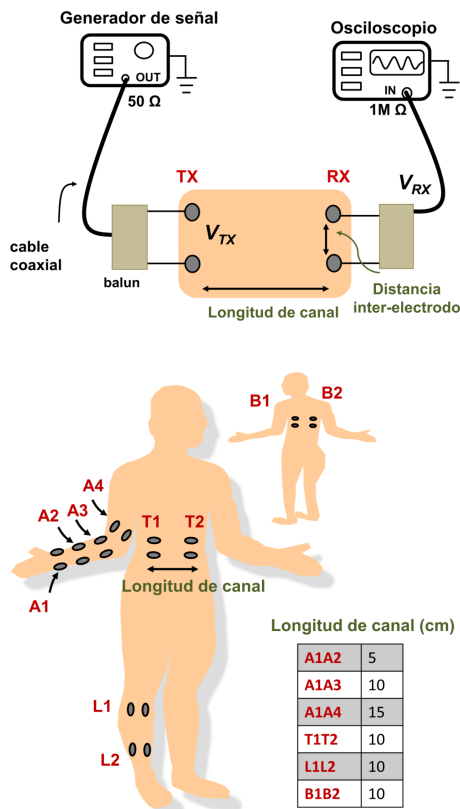


Figura 4.2 Montaje experimental de medida (arriba) y configuración de los electrodos sobre el cuerpo en el esquema experimental galvánico (abajo).

cuales fueron colocados en diferentes partes del cuerpo incluyendo brazos, piernas, torso y espalda. Los electrodos empleados (tipos I-IV) pueden verse en la Fig. 4.1. A su vez, la Tabla 4.2 resume las principales características de estos. Por último, cabe destacar que los niveles de amplitud de las señales inyectadas al cuerpo humano fueron escogidos para cumplir sobradamente con las regulaciones de seguridad establecidas por la Comisión Internacional de Protección frente a la Radiación no Ionizante (ICNIRP, de sus siglas en inglés) [57,58].

4.2 Montaje experimental para acoplamiento galvánico

El montaje experimental propuesto para acoplamiento galvánico se muestra en la Fig. 4.2. Está formado por un generador de señal GFG-8015G de GW Instek con una resistencia de salida $R_s = 50\ \Omega$, un osciloscopio digital MSO6032A de Agilent Technologies Inc. para la medida del voltaje con una resistencia de entrada $R_{in} = 1\text{M}\ \Omega$, un par de baluns

transformadores PT4 de Oxford Electrical Products y un par de electrodos TX y RX. Los principales parámetros de medida para este montaje se muestran resumidos en la Tabla 4.3. Los baluns fueron usados como estrategia de aislamiento de las tierras internas del generador de señal y el osciloscopio con el fin de emular un esquema real de acoplamiento galvánico diferencial. Note que, sin el uso de estos baluns, la tierra interna de estos dispositivos se acoplaría de forma parásita al esquema de comunicación, apareciendo un camino directo cableado entre los dos electrodos de tierra del lado TX y RX, dando lugar a medidas de atenuación erróneas. La longitud del canal, es decir, la distancia entre electrodos TX y RX, se incrementó desde 5 hasta 15 cm en el caso de las medidas tomadas en los brazos, y permaneció a una distancia fija de 10 cm para el resto de zonas corporales. Se consideraron también diferentes distancias entre electrodos del mismo par, en adelante distancia inter-electrodo. En la Fig. 4.2 puede verse en detalle la configuración de los electrodos sobre el cuerpo, así como las diferentes distancias analizadas. Dado que el principio de funcionamiento del acoplamiento galvánico está basado en una corriente eléctrica que se inyecta a través de los electrodos TX y perturba un potencial eléctrico medible en el extremo RX, la atenuación en el canal IBC se obtuvo según la expresión de la ganancia de voltaje G_v definida en la ecuación (3.23) (Ver Sección 3.4).

Por otro lado, con el fin de evitar el efecto de la impedancia del electrodo-piel en el extremo TX, se fijó un voltaje entre electrodos de $5 V_{pp}$ para todas las frecuencias de estudio. El voltaje recibido se midió en el osciloscopio tras el balun en el extremo RX, tal y como puede verse en la Fig 4.2. Con el objetivo de normalizar las medidas obtenidas, se calcularon las pérdidas de inserción introducidas por este segundo balun y los cables usados, mediante la conexión directa del balun al generador de señal y al osciloscopio. Las pérdidas halladas fueron de 0.5 dB, las cuales fueron sustraídas del resto de medidas realizadas sobre la piel. Otro aspecto considerado en este trabajo fue la influencia de diferentes posiciones y movimientos del sujeto en la atenuación IBC. De esta forma, se estudiaron tres posiciones corporales diferentes: con el sujeto sentado, de pie y andando. El rango de frecuencias seleccionado fue de 10 kHz hasta 2 MHz. Por un lado, las limitaciones inherentes a los dispositivos electrónicos y la frecuencia máxima de operación de los baluns usados fueron una de las razones para la elección de este rango. No obstante, cabe mencionar que esta es la banda común de frecuencias donde se

Tabla 4.3 Parámetros experimentales del montaje de acoplamiento galvánico.

Parámetro	Valor
Sujetos	Hombre (H), Mujer (M)
Amplitud de señal	5 V _{pp}
Rango de frecuencia	10 kHz - 2 MHz
Tipo de electrodos	I, II, III, IV
Longitud de canal	5, 10, 15, 20, 25 cm
Distancia inter-electrodo	3, 5, 7, 9, 12, 15, 18 cm
Partes del cuerpo	Brazos (A1A2, A1A3, A1A4), torso (T1T2), piernas (L1L2), espalda (B1B2)
Posición del sujeto	De pie, sentado, andando

Tabla 4.4 Parámetros experimentales del montaje de acoplamiento capacitivo.

Parámetro	Valor
Sujetos	Hombre (H), Mujer (M)
Potencia transmitida	0 dBm
Rango de frecuencia	1-100 MHz
Electrodos de señal	I, II, III, IV
Electrodos de tierra	IV
Partes del cuerpo	Brazos (W1F1, W1F2, W1F3, W1F4) torso (T1T2), piernas (A1A2), espalda (B1B2)
Configuraciones de larga distancia	T1B1, T1W1, T1F2, W1W2, W1A2
Posición del sujeto	De pie, sentado, andando

produce el acoplamiento galvánico puro, pudiéndose despreciar otros efectos de radiación de los cables y electrodos, los cuales empiezan a ser considerables conforme aumenta la frecuencia de funcionamiento. Por último, la distancia máxima de canal estudiada fue de 25 cm debido a las restricciones de voltaje máximo establecidas en los estándares de seguridad y la sensibilidad del osciloscopio utilizado.

4.3 Montaje experimental para acoplamiento capacitivo

El montaje propuesto para acoplamiento capacitivo se muestra en la Fig. 4.3 y está formado por un analizador de espectro (ADE) FSL18 de Rohde & Schwarz con una resistencia interna de entrada $R_L = 50 \Omega$, un par de baluns FTB-1-1+ de Minicircuits Inc., dos electrodos de señal (S) y dos electrodos de tierra (G). Los parámetros de medida establecidos para este setup se encuentran resumidos en la Tabla 4.4. En este caso, el mismo dispositivo ADE lanza y recoge la señal haciendo uso del modo tracking generator en medida de transmisión directa. De nuevo, los baluns permitieron aislar la tierra interna común a los dos puertos de entrada y salida, logrando así un esquema real de transmisión capacitivo.

Con respecto a los electrodos de señal, se usó el mismo conjunto de electrodos I-IV mostrados en la Fig. 4.1. Como electrodo de tierra se escogió el electrodo tipo IV. La distancia entre los electrodos S y G en ambos extremos TX y RX fue de 3 cm. Los electrodos se colocaron sobre los brazos a distancias de 15, 30, 45 y 125 cm correspondientes a las configuraciones W1F1, W1F2, W1F3 y W1F4 de la Fig. 4.3. Además de estas, se probaron otras configuraciones con distancias más largas, cubriendo diferentes zonas corporales desde el torso a la espalda (T1B1), del torso a la muñeca (T1W1), del torso al antebrazo (T1F2), de la muñeca a la rodilla (W1A2) y de la muñeca a la muñeca (W1W2). En este caso, las longitudes de canal dependen de las características antropométricas del sujeto, y fueron medidas siguiendo el camino corporal entre electrodos TX y RX para el sujeto M. Los electrodos de tierra permanecieron flotantes en el aire separados una distancia del suelo entre 15 y 135 cm, dependiendo de la posición de los electrodos y la configuración estudiada, según puede verse en dicha figura. Por otro lado, con respecto a la caracterización del canal, dado que se realizó una medida de transmisión directa mediante la funcionalidad

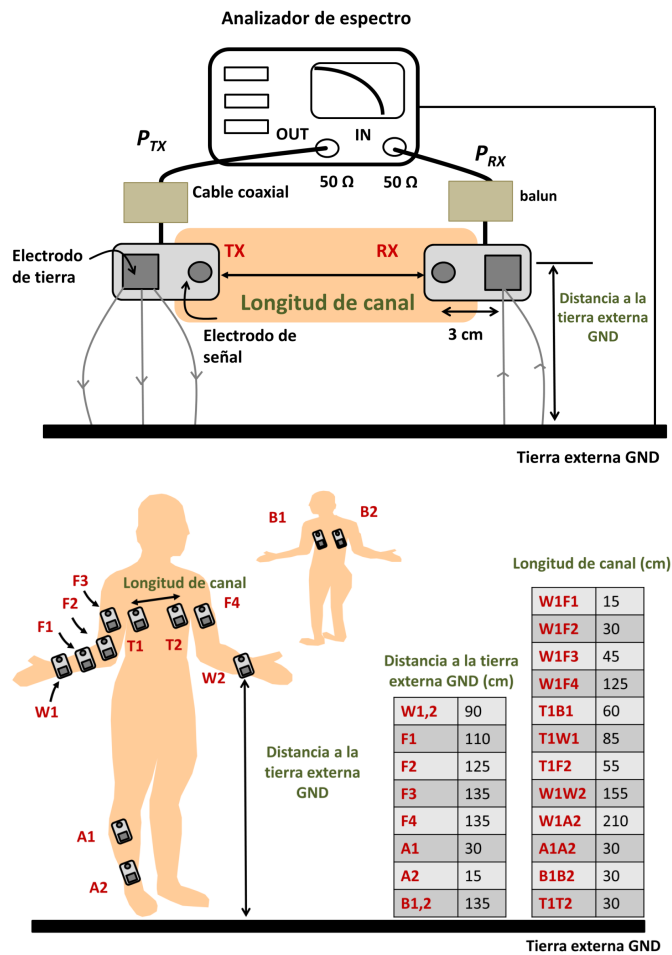


Figura 4.3 Montaje experimental de medida (arriba) y configuración de los electrodos sobre el cuerpo en el esquema experimental capacitivo (abajo).

del tracking generator de un equipo ADE, la curva de atenuación en modo capacitivo se calculó como un cociente de potencia según la expresión de G_p de la ecuación (3.24) (Ver Sección 3.4). La potencia transmitida P_{TX} fue ajustada a la máxima potencia disponible en el ADE, correspondiente a 0 dBm. La Fig. 4.3 muestra la configuración geométrica de los electrodos y su conexión al ADE y a la piel.

El valor inicial de frecuencia fue establecido en 1 MHz, ya que por debajo de esta la calidad de la señal generada por el ADE era muy pobre, impidiendo así la repetibilidad de las medidas. Con respecto al límite superior, se escogió un valor de 100 MHz. Destaca la diferencia con respecto al rango elegido para acoplamiento galvánico, en el que la frecuencia máxima de estudio fue de 2 MHz. Esta diferencia se debe, según se ha explicado en anteriores apartados, a la naturaleza eléctrica de cada tipo de acoplamiento [50]. Además,

se eligió una frecuencia límite de 100 MHz para mitigar otros efectos como el efecto antena del propio cuerpo humano [97] y otras radiaciones e interferencias externas [175]. Por esta razón, los baluns usados en este caso presentan un rango dinámico entre 0.2 y 500 MHz. Por último, se realizó una calibración en respuesta convencional usando las funcionalidades del ADE para compensar los efectos sistemáticos asociados a los dispositivos externos del test de medida, es decir, los baluns y los cables.

4.4 Análisis de la influencia del montaje experimental en la medida IBC

Con el fin de determinar la influencia de diferentes esquemas y condiciones de medida en la caracterización del canal IBC, se han diseñado e implementado un conjunto de montajes experimentales para analizar cuestiones como el aislamiento de las tierras, la resistencia de carga, el efecto de los cables y el tipo de dispositivo de medida usado. A continuación, se describen de forma detallada los montajes propuestos, clasificados en función de la variable estudiada.

4.4.1 Aislamiento de las tierras

Cuando los dispositivos que se usan para la caracterización del canal IBC están conectados a la toma de corriente, es preciso establecer una estrategia de aislamiento de las tierras internas para evitar un camino directo cableado entre estas, el cual daría lugar a medidas de atenuación erróneas que no se corresponden con esquemas galvánicos y capacitivos reales [91,93]. Una de las estrategias más usadas en la literatura es el uso de transformadores baluns, que aíslan los puertos TX y RX de la tierra interna y permiten el paso a una configuración de señal diferencial [49, 94, 110, 160]. Sin embargo, no se han estudiado aún sus posibles efectos en la medida del canal IBC galvánico. Además, tampoco se ha realizado una comparación con otras alternativas posibles, como es el uso de dispositivos alimentados a batería, a excepción de un trabajo reciente en [176]. En la Fig. 4.4 y 4.5 se muestran los diferentes montajes propuestos para el análisis de esta cuestión: el montaje A usa dispositivos conectados a la toma de corriente, en concreto, un generador de señal 33500B y un osciloscopio digital MSO6032A, ambos de Agilent Technologies Inc. De forma alternativa, el montaje B fue implementado usando dispositivos alimentados a batería. A continuación, se describen con mayor detalle las características de cada uno de estos montajes:

- **Montaje experimental A:** este montaje presenta a su vez cuatro configuraciones diferentes en función de la posición del balun en los extremos TX y RX. Dado el rango de frecuencia de estudio en el caso de acoplamiento galvánico, se usaron un par de baluns transformadores PT4 de Oxford Electrical Products con un ancho de banda de 2 MHz.
 - **Montaje experimental A1 (Earth-grounded):** fue diseñado para calcular la atenuación en el canal IBC cuando las tierras no están aisladas. No hace uso de ningún balun y las tierras internas del generador de señal y el osciloscopio están acopladas. Con respecto al modelo eléctrico equivalente del phantom usado,

el montaje A1 se corresponde con un esquema circuital en el que $Z_b \neq Z_d$, ya que en efecto Z_d ha sido cortocircuitada.

- **Montaje experimental A2 (#balunTX):** dispone de un único balun en el extremo TX.
- **Montaje experimental A3 (#balunRX):** dispone de un único balun en el extremo RX.
- **Montaje experimental A4 (#balunTX&RX):** dispone de un par de baluns tanto en el extremo TX como en el RX.
- **Montaje experimental B (#battery-powered):** fue propuesto con el objetivo de eliminar el acoplo de las tierras internas de los dispositivos TX y RX sin el uso de baluns. En concreto, se implementó con este fin un transmisor portable basado en un sintetizador digital de frecuencia (DDS), chip AD9834 de Analog Devices, el cual fue configurado mediante un microcontrolador PIC18LF2431 de Microchip Corp. para la generación de la señal transmitida. Para obtener un valor constante de tensión a la salida del DDS, se añadió una etapa de amplificación basada en amplificadores operacionales. Con respecto a la medida de voltaje en el extremo RX, se usó un osciloscopio portable Handyscope HS3 de TiePie Engineering conectado a un ordenador portátil funcionando a batería.

Los cables y conectores usados en cada montaje se muestran en la Fig. 4.4 y 4.5. Se muestran también los esquemas circuitales equivalentes para cada uno de los montajes propuestos. El voltaje de transmisión fue de $3 V_{pp}$, que cumple sobradamente con las recomendaciones de seguridad establecidas en [57,58].

4.4.2 Efecto de cables y conectores

Los cables y conectores tienen un efecto inevitable en el proceso de medida. A menudo, sus discontinuidades tienden a atenuar la señal y a radiar parte de esta conforme aumenta la frecuencia de trabajo, limitando así el rango de estudio. Por esta razón es deseable minimizar su influencia con el fin de usar cables y conexiones óptimas en términos de atenuación en el canal. Sin embargo, el análisis de la influencia de estos elementos no es inmediato, ya que a menudo quedan enmascarados junto con otros efectos producidos por el propio cuerpo humano, dificultando la distinción de los mismos. En este caso, gracias al uso del modelo eléctrico circuital phantom, se ha podido discriminar el efecto de cables y conectores mediante la comparación con las simulaciones del modelo, para distintos tipos de cables y conectores. En concreto, se han analizado tres tipos de elementos: una sonda de osciloscopio (10073C de Agilent), un cable coaxial adaptado a 50Ω y latiguillos comunes, todos ellos en el extremo RX del montaje experimental A1. La razón de la elección de este montaje se debe a que no usa baluns, y por tanto, no existe una limitación en frecuencia de 2 MHz, como sí ocurre con los montajes A2-A4. De esta forma se puede analizar la respuesta en frecuencia del phantom a frecuencias más altas hasta 10 MHz. También se analizó la influencia de dos valores diferentes de resistencia de carga (50Ω y $1 M\Omega$) en recepción para los distintos cables mencionados.

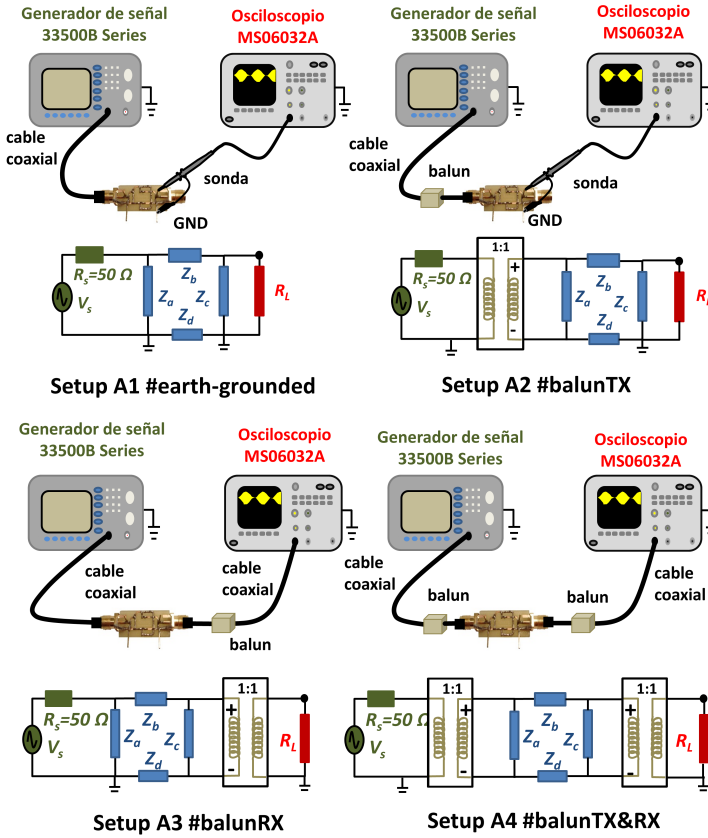


Figura 4.4 Montajes A1-A4: conjunto de montajes experimentales propuestos para el estudio de diferentes estrategias de tierra en IBC con dispositivos conectados a la toma de corriente. Se presentan también los circuitos eléctricos equivalentes.

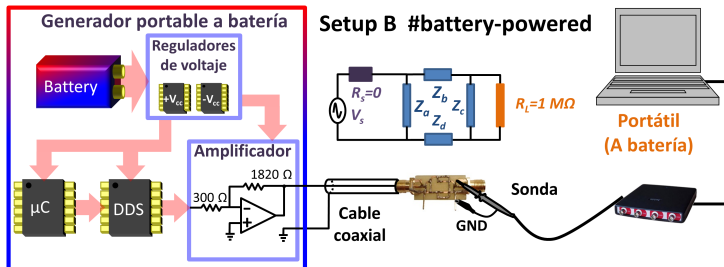


Figura 4.5 Montaje experimental B y su diagrama circuital equivalente para el estudio de diferentes estrategias de tierra en IBC con dispositivos alimentados a batería.

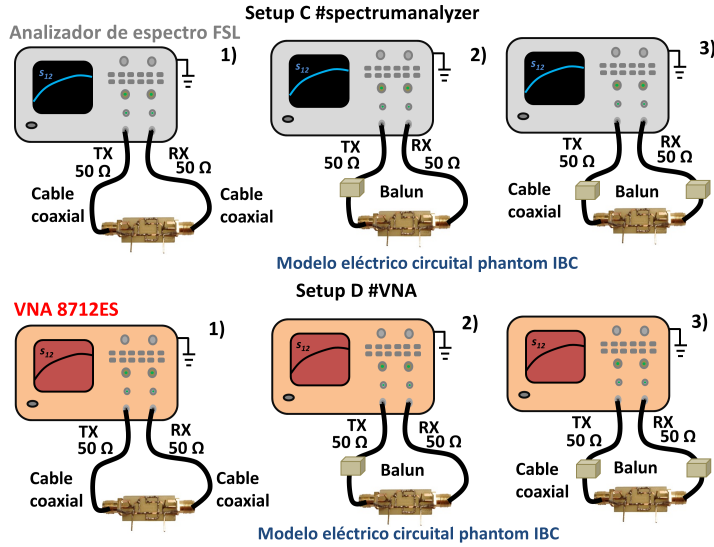


Figura 4.6 Montajes experimentales C y D con analizador de espectro y VNA, respectivamente, ambos adaptados a $50\ \Omega$. A su vez, cada montaje fue configurado usando tres estrategias de tierra diferentes: sin baluns, con un balun en el puerto TX, y con dos baluns en ambos puertos TX y RX. Estas tres alternativas se han designado en la figura con las etiquetas 1), 2) y 3).

4.4.3 Resistencia de carga

Otro asunto a considerar en la caracterización experimental del canal IBC se refiere a la resistencia de entrada de los dispositivos de medida y transceptores usados. En la literatura, se han considerado indistintamente dispositivos con resistencias de entrada de $1\ \text{M}\Omega$ y $50\ \Omega$ [91, 94, 160] sin un análisis previo de su posible influencia en la medida de la atenuación IBC. En el caso concreto del acoplamiento galvánico, la impedancia vista antes y después del dispositivo de medida es aquella de la interfaz electrodo-piel, la cual es dependiente con la frecuencia [52, 94, 162, 163, 177]. Por lo tanto, el uso de equipos electrónicos adaptados a $50\ \Omega$ puede ser una opción desafortunada si existe una desadaptación de impedancias con respecto a la mostrada por la piel. Es por tanto necesario realizar un estudio más completo acerca de la influencia de esta resistencia en la medida de la atenuación corporal. El osciloscopio digital usado en este trabajo permite seleccionar la resistencia de entrada R_L entre dos valores posibles de 50 y $1\ \text{M}\Omega$. Con el fin de analizar estas cuestiones, el montaje experimental A2 fue elegido para estudiar el efecto de la resistencia de carga R_L en la ganancia medida, considerando ambas definiciones de ganancia de voltaje y potencia.

4.4.4 Analizadores de espectro y vectorial de redes

Los autores a menudo han recurrido a dispositivos RF como analizadores de espectro (ADEs) y analizadores vectoriales (VNAs) para la caracterización de las pérdidas en el canal IBC, especialmente en el caso de acoplamiento capacitivo, pero también para la configuración galvánica [94, 100]. Para esta última técnica, también se han reportado otros montajes con generadores de señal y osciloscopios [91, 93, 160]. Una diferencia principal existente entre ambos es la resistencia de entrada que presentan, normalmente de valor $1\text{ M}\Omega$ en el caso de los osciloscopios y de $50\text{ }\Omega$ en el caso de los dispositivos RF como ADEs y VNAs. Además, la ganancia del canal suele computarse a través de un cociente de voltaje y otro de potencia, respectivamente para cada dispositivo, lo que impide con frecuencia la comparación de los resultados obtenidos por unos autores y otros. En este trabajo se ha obtenido experimentalmente la ganancia mostrada por el modelo circuital phantom tanto con un osciloscopio como con un ADE y un VNA, a efectos comparativos. Como estos dispositivos además presentan conexión a la toma de corriente también se han analizado diferentes estrategias de tierra. La Fig. 4.6 muestra los montajes implementados: el montaje experimental C (#spectrumanalyzer) usa un analizador de espectro FSL de Rohde & Schwarz, mientras que el montaje experimental D (#VNA) usa un analizador de red vectorial 8712ES de Hewlett-Packard, ambos con puertos de entrada y salida adaptados a $50\text{ }\Omega$. Dado el rango de operación de este último dispositivo, a partir 300 kHz , se optó por un par de baluns FTB-1-1*C15+ de Minicircuits Inc. con un ancho de banda de 0.2 a 500 MHz . La potencia disponible en el puerto de salida fue seleccionada igual a 0 dBm y se usaron un par de cables coaxiales terminados en conectores SMA. Con el fin de normalizar las pérdidas de inserción introducidas por estos, se realizó una calibración en respuesta convencional haciendo uso de la funcionalidad interna de los dispositivos ADE y VNA.

5 Resultados y discusión

The opposite of a correct statement is a false statement. But the opposite of a profound truth may well be another profound truth.

NIELS BOHR

5.1 Introducción

En este capítulo se describen los resultados derivados de la investigación realizada en esta tesis. En primer lugar se presenta una primera sección en la que se muestran los resultados de las simulaciones realizadas con los modelos de canal corporal propuestos, entre los que se encuentran por este orden, el modelo de la piel como línea de transmisión de parámetros distribuidos, el modelo 3D computacional FEM del brazo humano y el modelo circuital físico o “phantom”. Con el primer modelo descrito en la Sección 3.2, se ha obtenido una relación para la constante de propagación en el medio en función de las características bioeléctricas de la piel tales como la admitancia transcutánea, a partir de la cual se han podido obtener resultados de atenuación y dispersión en el canal IBC así como simulaciones sobre el compromiso existente entre el régimen binario y la tasa de error para diferentes esquemas de modulación digitales. Con el modelo computacional 3D FEM del cuerpo humano descrito en la Sección 3.3 se han logrado simulaciones de variables relacionadas con los mecanismos eléctricos subyacentes en los tejidos corporales y las propiedades dieléctricas de estos, tales como bioimpedancia, distribución de campo eléctrico y de corriente eléctrica. A su vez, estos comportamientos han sido validados a partir de resultados de atenuación específica corporal en función de parámetros como la longitud de canal y la distancia inter-electrodo. Por último, se muestran las simulaciones obtenidas con el tercer modelo físico phantom descrito en la Sección 3.4 para el ajuste de sus parámetros transversales y longitudinales en base a especificaciones de bioimpedancia entre los electrodos y la característica de atenuación en el canal, respectivamente. Una vez identificados los parámetros del circuito, se presenta un apartado con los detalles de la

implementación del mismo y su validación con resultados experimentales obtenidos en el brazo humano.

La segunda sección de este capítulo comprende los resultados experimentales obtenidos con los montajes de medida descritos en la Sección 4.2 y 4.3 para sendas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo, respectivamente. Los resultados abarcan un análisis exhaustivo de diferentes variables en la caracterización del canal corporal, tales como la variabilidad existente entre diferentes sesiones experimentales, la longitud de canal, la distancia inter-electrodo, el tipo de electrodo usado, así como diferentes partes del cuerpo y posiciones del sujeto, entre otras.

Por último, este capítulo presenta una tercera y última sección en la que se muestran los resultados obtenidos del análisis de la influencia del montaje experimental y las condiciones de medida en la atenuación IBC haciendo uso de los esquemas de medida introducidos en la Sección 4.4. En concreto, esta sección se divide en diferentes apartados atendiendo al aspecto técnico analizado, como diferentes estrategias de aislamiento de las tierras internas, el efecto de cables y conectores, la resistencia de carga y el uso de diferentes dispositivos como analizadores de espectro y de redes.

Al final de cada sección se presenta también un apartado final de comparación y discusión en el que se resaltan los principales hallazgos encontrados y se realiza una comparativa a modo de resumen de los diferentes resultados obtenidos.

5.2 Resultados de simulación de los modelos IBC

5.2.1 Modelo de la piel como línea de transmisión

El modelo de la piel como símil de línea de transmisión (Ver Fig. 3.2 de este mismo documento) ha sido validado con resultados experimentales publicados por otros autores en la literatura. Para hallar la constante de propagación del sistema IBC conformado por la piel humana los valores de G y B asociados a la admitancia transcutánea fueron reemplazados en la ecuación (3.3). Con el fin de obtener el valor del único parámetro R_u desconocido en el modelo se llevó a cabo un proceso básico de identificación de parámetros: se halló primero el valor de R_u que mejor se ajustaba a un conjunto inicial de datos experimentales reportados por Lin *et al.* en [62], obteniéndose la cifra de $150 \pm 50 \Omega$. Posteriormente se usó este mismo valor de R_u para validar el modelo con otro conjunto de datos experimentales independientes del primero reportados por Xu *et al.* y Ruiz & Shinamoto en [178] y [179], respectivamente. Se eligieron estos datos experimentales publicados en la literatura por diferentes autores con el fin de comprobar la capacidad del modelo a la hora de emular comportamientos obtenidos con diferentes condiciones experimentales, como varios rangos de frecuencia, longitudes de canal y distintos tipos de electrodos. En cuanto a este último, la impedancia Z_e equivalente del electrodo fue modelada como un circuito $R_e C_e$ con valores publicados en [47, 59] para dos materiales como AgCl y cobre, según se explicó en la Sección 2.4. A continuación se muestran los resultados obtenidos de la simulación del modelo de línea de transmisión propuesto, entre los que se encuentran resultados de atenuación, dispersión y probabilidad de error para diferentes esquemas de modulación digitales.

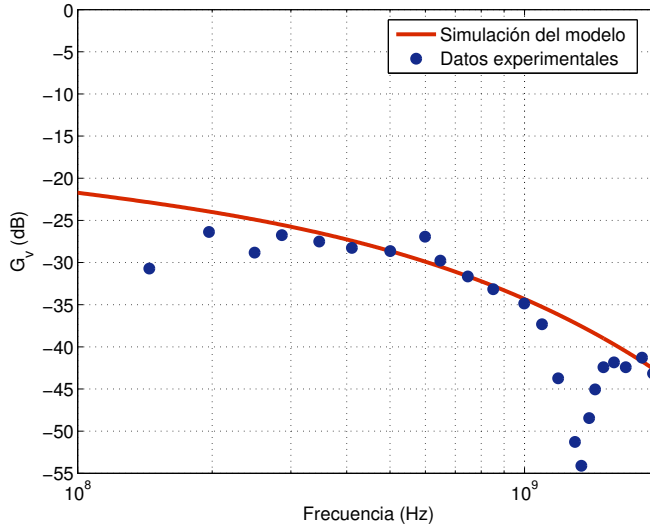


Figura 5.1 Comparación de resultados simulados del modelo de la piel como línea de transmisión (trazo continuo) con resultados experimentales (círculos) reportados en la literatura por Lin *et al.* en [62] para electrodos de AgCl y una longitud de canal de 15 cm.

Atenuación

Como ya se ha explicado, la validación del modelo se realizó mediante la comparación de los resultados de atenuación simulados con medidas obtenidas por distintos autores bajo diferentes condiciones experimentales. La Fig. 5.1 muestra la comparación entre los resultados simulados con el modelo y los resultados experimentales obtenidos para acoplo capacitivo por Lin *et al.* con electrodos de AgCl y una distancia de canal de 15 cm [62]. La Fig. 5.2 compara los resultados simulados con los obtenidos por Xu *et al.* [178] y Ruiz & Shinamoto [179] para acoplo capacitivo con electrodos de cobre y dos distancias de canal de 15 y 20 cm. Puede verse que existe un buen ajuste entre los resultados predichos por el modelo y los reportados en la literatura, teniendo en cuenta las variaciones debidas al uso de diferentes montajes de medida. Además de esto, las propiedades eléctricas de la piel pueden variar no sólo entre diferentes personas, sino también para la misma persona a lo largo de varias sesiones experimentales debido a cambios en la temperatura y la hidratación del individuo [129]. De esta forma ha quedado probada la capacidad del modelo para adaptarse a diferentes respuestas de atenuación obtenidas en varias configuraciones experimentales a través del parámetro R_u .

No obstante, aunque los resultados simulados han mostrado la viabilidad del modelo a la hora de reproducir diferentes respuestas de atenuación del medio IBC en función de variables como el material de electrodo usado, a través del coeficiente de reflexión que modela la interfaz electrodo-piel, y la distancia de canal, dada la naturaleza distribuida del modelo, este sólo se ajusta a resultados experimentales obtenidos en modo capacitivo. Una

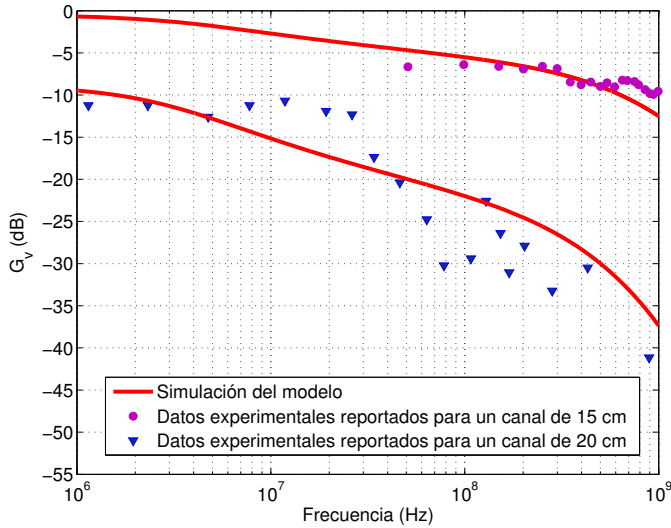


Figura 5.2 Comparación de resultados simulados del modelo de la piel como línea de transmisión (trazo continuo) con resultados experimentales reportados en la literatura por Xu *et al.* [178] y Ruiz & Shinamoto [179] para electrodos de cobre y una longitud de canal de 15 y 20 cm, respectivamente.

posible explicación es que el modelo propuesto como símil de línea de transmisión emula mejor los mecanismos de propagación de este tipo de esquema, basado esencialmente en el acoplo de ondas de voltaje a través de la superficie del cuerpo humano. Posteriormente, con el fin de emular las características de ambos tipos de acoplamiento galvánico y capacitivo, el modelo fue modificado según puede verse en la Fig. 3.3. De esta forma, se ha conseguido identificar una constante de propagación para cada tipo de esquema considerado, teniendo en cuenta en cada caso la configuración diferencial y los acoplos con la tierra externa. Con el objetivo de validar los resultados simulados con estos modelos adaptados para cada tipo de acoplamiento, se realizaron un conjunto de medidas experimentales haciendo uso de los montajes descritos en la Sección 4.2 y 4.3. El objetivo era corroborar los modelos con medidas obtenidas por los propios autores, evitando así las discrepancias observadas entre diferentes resultados reportados en la literatura a consecuencia de la diversidad de montajes y condiciones experimentales usadas.

De esta forma, la Fig. 5.3 muestra los resultados de atenuación simulados para acoplamiento galvánico, sustituyendo el valor de la admitancia Y'_{skin} en la expresión de la constante de propagación γ asociada a este tipo de acoplamiento, con la que se obtiene finalmente la atenuación G_v en el medio IBC. Los resultados mostrados fueron obtenidos usando el montaje experimental para acoplamiento galvánico de la Fig. 4.2 con electrodos tipo I y varias distancias de canal de 5, 10 y 15 cm. Asimismo, las medidas fueron tomadas a lo largo de varios días con el fin de determinar la repetibilidad de las mismas en diferentes sesiones experimentales. Como puede verse en la Fig. 5.3, la desviación encontrada fue de

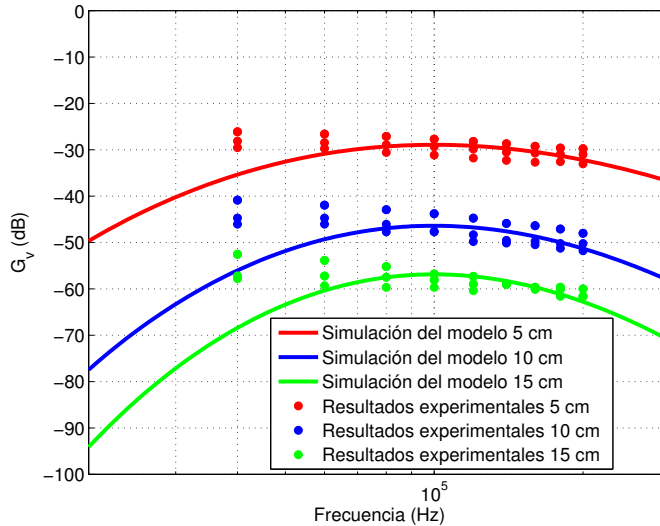


Figura 5.3 Comparación de resultados simulados del modelo de la piel como línea de transmisión adaptado para acoplamiento galvánico (trazo continuo) con resultados experimentales obtenidos por los autores para diferentes distancias de canal de 5, 10 y 15 cm y varios días (marcadores) con electrodos tipo I.

± 2 dB, cifra que se encuentra dentro del rango de error reportado por otros autores [91,93]. El modelo presenta un buen ajuste en el rango comprendido entre 50 y 200 kHz, observándose un máximo de ganancia en torno a 10-40 kHz. Este pico no siempre ha sido reportado por otros autores, que en ocasiones han mostrado curvas de ganancia con una característica inversa a la aquí obtenida, es decir, creciente con la frecuencia [59, 91]. Como se ha resaltado anteriormente, las causas de esta discrepancia pueden deberse a la variación de las propiedades dieléctricas de la piel para unos sujetos y otros en función de variables como la temperatura y la humedad. Por otro lado, la discrepancia observada para frecuencias inferiores a 50 kHz, donde el modelo exhibe una fuerte atenuación, puede deberse a la discontinuidad que este presenta a frecuencia cero, como consecuencia del uso de parámetros dieléctricos convencionales [118]. Estos hallazgos ponen de manifiesto la necesidad de modelos personalizados que permitan explicar las diferencias exhibidas en las curvas de atenuación de unos sujetos y otros. Con respecto a la dependencia de la ganancia con la longitud de canal, los resultados obtenidos para tres distancias de 5, 10 y 15 cm se muestran en la Fig. 5.3 en el rango de 10 a 200 kHz, en la que puede verse que la atenuación crece conforme aumenta la distancia. De hecho, los valores de señal recibidos para distancias mayores de 20 cm se encuentran por debajo del nivel de ruido del montaje usado (-85 dBm), de forma que no pudieron ser captadas con precisión en el extremo RX. Los resultados experimentales para estas tres distancias se ajustan bien a los predichos por el modelo, que como símil de línea de transmisión a través de la piel muestra una dependencia lineal de la atenuación con la distancia. Esta dependencia no siempre ha sido

suficientemente analizada por otros autores en la literatura, que a menudo presentaban resultados para una única longitud de canal, como en [91], dónde sólo se consideró una separación entre electrodos de 6 cm. En [93] se consideraron distancias más largas de 20, 40, 90 e incluso 100 cm, sin embargo, los resultados de atenuación no mostraron ninguna dependencia explícita con dicha variable y los valores reportados se encuentran en el mismo rango de magnitud a pesar del aumento significativo de la longitud de canal. Esta discrepancia puede explicarse debido a la falta de una estrategia de aislamiento de las tierras internas cuando se usan dispositivos de medida conectados a la toma de corriente, dando lugar a esquemas de transmisión erróneos que no se corresponden con configuraciones galvánicas realistas. En conclusión, de acuerdo con nuestros resultados, el acoplamiento galvánico presenta un rango de funcionamiento óptimo a bajas frecuencias, donde pueden despreciarse efectos de radiación indeseados y aparece un máximo de ganancia. Al mismo tiempo, dado que la atenuación ha demostrado ser un parámetro fuertemente dependiente de la distancia entre electrodos, dicha distancia ha sido establecida como una de las variables clave de diseño en el acoplamiento galvánico. Los resultados experimentales junto con los arrojados por el modelo sugieren una distancia máxima de 15 cm, la cual puede no ser suficiente para cubrir distancias corporales más largas en función de los requisitos de posicionamiento de los sensores corporales en determinadas aplicaciones biomédicas. También cabe decir que el objetivo del montaje propuesto era analizar el canal corporal mediante el barrido en frecuencia de las principales variables de diseño en los sistemas IBC de una forma sencilla y precisa. Sin embargo, de cara al diseño de un prototipo transceptor IBC, sería interesante diseñar nuevas etapas amplificadoras con el fin de lograr el aumento del alcance de la comunicación. Note que estas consideraciones están fuera del alcance del modelo propuesto, cuyo objetivo es poder analizar la dependencia de la atenuación IBC con distintas variables de la comunicación para ambos tipos de acoplamiento, a pesar de otros efectos no deterministas como la radiación, interferencias externas, componentes de propagación multicamino, etc. que no han sido consideradas en el modelo propuesto.

En el caso de acoplamiento capacitivo, la constante de propagación γ asociada a este tipo de acoplamiento ha sido calculada haciendo uso de la expresión (3.14). El modelo adaptado tiene en cuenta dos capacidades de acoplo C_a entre ambos dispositivos TX y RX y con la tierra externa. El valor de esta capacidad es fuertemente dependiente de las condiciones externas y la presencia de otras señales interferentes o ruido externo. Se consideró un valor de 5 pF según los datos publicados en [97]. A su vez, para estimar el efecto de la capacidad distribuida de acoplo C_{ad} entre cada punto de la piel y el espacio exterior, se consideró una distancia de 0.8 m entre la persona y el suelo. A efectos de validación del modelo propuesto, se realizaron medidas experimentales para acoplamiento capacitivo haciendo uso del montaje experimental mostrado en la Fig. 4.3 con electrodos de tipo III y diferentes longitudes de canal de 15, 30, 45, 125 y 150 cm. La comparación de los resultados simulados y los experimentales se presentan en la Fig. 5.4, donde puede verse que la atenuación asociada a esta técnica presenta un perfil paso banda entre 1 y 100 MHz. A partir de esta frecuencia las medidas empiezan a estar fuertemente incorreladas posiblemente debido a efectos de radiación y atenuación de los cables y electrodos, así como al efecto antena del cuerpo humano [180]. Note que el rango de frecuencia de estudio en este caso es considerablemente mayor que en el caso de acoplamiento galvánico. El motivo se debe a que en el acoplamiento capacitivo parte de la señal se transmite mediante

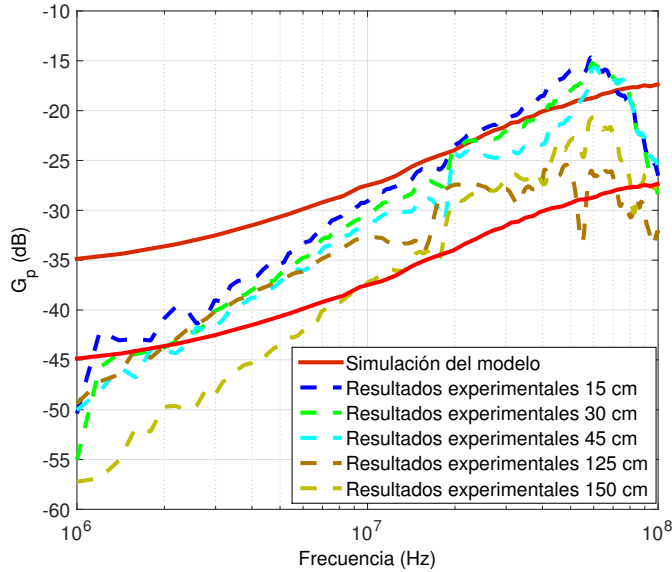


Figura 5.4 Comparación de resultados simulados del modelo de la piel como línea de transmisión adaptado para acoplamiento capacitivo (línea continua) con resultados experimentales obtenidos por los autores para diferentes distancias de canal de 15, 30, 45, 125 y 150 cm (línea discontinua) con electrodos tipo III.

ondas superficiales a través del cuerpo humano, y otra parte se acopla a través de un segundo camino de retorno a través de la tierra externa. Puede verse que la validez del modelo propuesto se limita a 80 MHz aproximadamente, valor a partir del cual la atenuación simulada tiende a un valor constante, en lugar de decrecer hasta los 100 MHz como ocurre con los resultados experimentales. Esta discrepancia a altas frecuencias podría explicarse no sólo por la influencia de cables y electrodos, como se explicó anteriormente, sino también debido a que los valores de las capacidades de acoplo C_a y C_{ad} fueron escogidas de la literatura como valores constantes cuando posiblemente presenten una característica más compleja con la frecuencia. Sin embargo, a excepción de unos pocos trabajos, el efecto asociado a estas capacidades de acoplo no ha sido suficientemente analizado en la literatura, echándose en falta estudios más exhaustivos sobre los acoplos externos y su posible efecto en la atenuación de la señal. Con respecto a la distancia de canal, un resultado interesante es que la atenuación demostró ser independiente de esta, al contrario que en el caso de acoplamiento galvánico. De hecho, la diferencia en la atenuación medida para la menor y la mayor distancia consideradas se encuentra entre 10 y 15 dB para el caso de acoplamiento capacitivo, mientras que en el caso de acoplamiento galvánico se obtienen los mismos incrementos de atenuación para distancias de tan sólo 5 cm. La Fig. 5.4 muestra simulaciones del modelo para las distancias de 15 y 150 cm. También cabe decir que conforme aumenta la distancia y la frecuencia, las medidas presentan efectos de resonancia más pronunciados. Del análisis de estos resultados puede concluirse que la técnica de

acoplamiento capacitivo no parece estar principalmente influenciada por el camino de señal que se establece a través de los tejidos corporales, que han demostrado ser linealmente dependientes con la distancia en términos de ganancia, sino por el segundo camino de retorno capacitivo a través del aire, a través del cual se logran valores de atenuación menores incluso para distancias de canal más largas.

Dispersión

La dispersión dieléctrica se debe a la dependencia de la permitividad dieléctrica de un material con la frecuencia. Con respecto a la piel y otros tejidos del cuerpo humano, esta dependencia puede verse en la Fig. 2.1 de la Sección 2.2, según los datos reportados en [118]. Este valor de dispersión puede caracterizarse cuantitativamente por la constante de fase β' en (3.7), a partir de la cual puede obtenerse a su vez la velocidad de fase de una onda que se desplaza a través de la piel según la ecuación (3.11). Como consecuencia de la dependencia frecuencial de la velocidad de fase, los pulsos transmitidos sufren un ensanchamiento conforme se desplazan a través de un medio dispersivo degradando la señal. En el caso de comunicaciones digitales, este fenómeno limita el régimen binario del sistema, de ahí que la atenuación y la dispersión constituyan dos de los parámetros clave en el diseño de los sistemas IBC, a pesar de que el segundo apenas haya sido estudiado en la literatura. En este caso se ha utilizado el modelo de la piel como línea de transmisión propuesto en este trabajo para analizar el efecto de este parámetro en la señal recibida.

Con el fin de evaluar el efecto de atenuación y dispersión en el canal IBC en el dominio temporal, se simularon varias secuencias de ráfagas de pulsos gaussianos y pulsos cuadrados propagándose a través del modelo de línea de transmisión de la piel. De esta forma, los pulsos de anchura τ se han considerado como señales de voltaje transmitidas en $x = 0$. Para obtener la señal recibida en el dominio temporal, se calculó la transformada inversa de Fourier de (3.7) en $x = l$. Se consideraron dos pulsos de anchuras diferentes de $1 \mu s$ y $10 ns$ y tres longitudes de canal de 10, 20 y 30 cm para electrodos de cobre. Se comprobó que las señales recibidas eran los mismos pulsos gaussianos y cuadrados pero atenuados y ensanchados. Las simulaciones obtenidas se muestran en la Fig. 5.5 y 5.6. A efectos de representación, se ha considerado la misma referencia temporal para los pulsos transmitidos y recibidos, obviando el retraso existente entre ellos por el efecto de la propagación a través del canal. Los retrasos encontrados para los pulsos de anchura $1 \mu s$ y $10 ns$ para una longitud de canal de 20 cm fueron respectivamente $20 \mu s$ y $50 ns$. Puede verse que el efecto dispersivo es mayor conforme la distancia de canal aumenta, como han subrayado otros autores [97, 181, 182]. Como conclusión, este análisis muestra que la anchura τ de los pulsos transmitidos es un parámetro de diseño principal en los sistemas IBC, dada la naturaleza dispersiva de los tejidos corporales. De la misma forma, los pulsos más anchos se ven más afectados por este efecto dispersivo que los pulsos más cortos [183, 184]. Por el contrario, la tasa de datos que puede conseguirse usando pulsos más anchos es menor por lo que será necesario llegar a un compromiso según los requisitos de cada aplicación.

Esquemas de modulación

El impacto del canal IBC en comunicaciones digitales puede analizarse mediante la simulación del modelo de la piel como línea de transmisión propuesto. De esta forma,

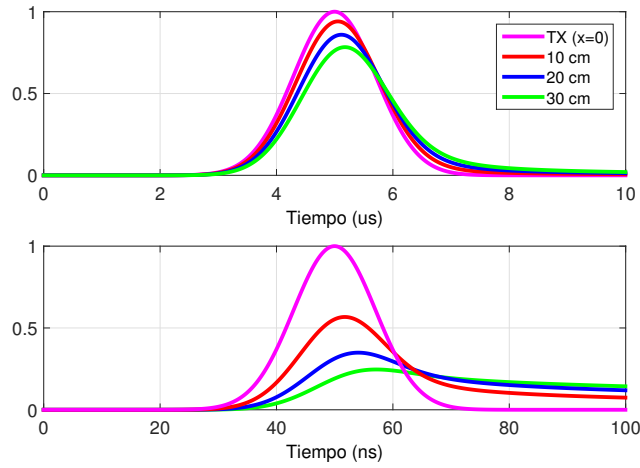


Figura 5.5 Resultados simulados de atenuación y dispersión para un pulso gaussiano de anchura $1 \mu s$ y $10 ns$ que se propaga a través de la piel a diferentes distancias de 10, 20 y 30 cm. TX se refiere al pulso transmitido en $x = 0$.

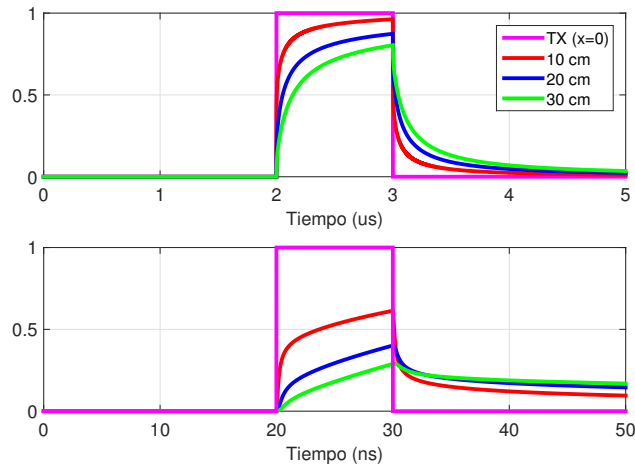


Figura 5.6 Resultados simulados de atenuación y dispersión para un pulso cuadrado de anchura $1 \mu s$ y $10 ns$ que se propaga a través de la piel a diferentes distancias de 10, 20 y 30 cm. TX se refiere al pulso transmitido en $x = 0$.

es posible evaluar el rendimiento del sistema IBC considerando diferentes esquemas de modulación, tasas binarias y distancias entre electrodos. A pesar de que la mayoría de las aplicaciones biomédicas de monitorización de variables fisiológicas requieren tasas de datos no muy elevadas [9, 185], también se han propuesto nuevas aplicaciones y sistemas

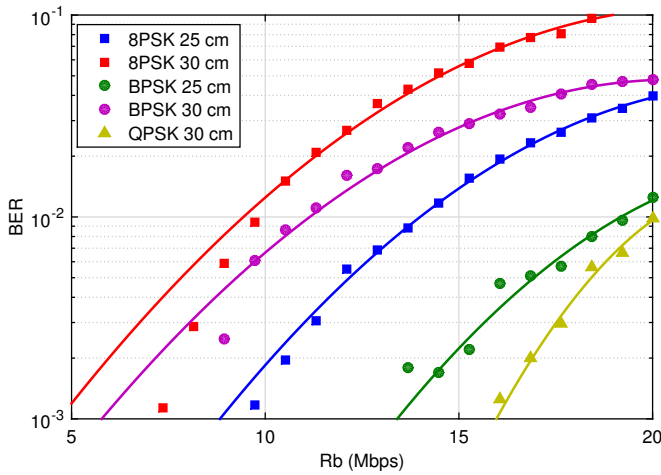


Figura 5.7 Evolución de la BER frente al régimen binario R_b en Mbps para diferentes esquemas de modulación y dos longitudes de canal de 25 y 30 cm. Los resultados simulados se representan mediante marcadores junto con la curva de mejor ajuste (línea continua).

IBC de banda ancha que requieren una tasa de datos mayor [80, 186–189]. En esta sección se analiza el compromiso existente entre el régimen binario R_b y la tasa de error binaria (BER) en el canal IBC para diferentes esquemas de modulación digitales.

Como en las secciones previas, se ha usado MATLAB para filtrar la señal modulada inyectada en el extremo TX con el filtro limitado en banda conformado por la piel humana, dado por (3.9). Los símbolos transmitidos han sido conformados como pulsos raíz cuadrada de coseno alzado para minimizar la interferencia entre símbolos (ISI). La BER ha sido calculada como una función de la tasa de datos y la longitud de canal para diferentes modulaciones digitales. A continuación se presentan algunos de los resultados obtenidos. La Fig. 5.7 muestra una gráfica con la comparación de la evolución de la BER frente a la tasa de datos binaria para los esquemas BPSK, QPSK y 8PSK, para dos distancias de canal de 25 y 30 cm y tasas de datos entre 5 y 20 Mbps. Puede verse que esta relación se degrada para distancias de transmisión más largas, obteniéndose tasas de datos menores para los mismos valores de BER conforme la longitud de canal aumenta. No obstante, en el caso de BPSK se predice una tasa de datos de hasta 10 Mbps, dentro del rango de las tasas reportadas en la literatura para sistemas IBC [50, 64, 179, 190–192], preservando la tasa de error por debajo de 10^{-1} incluso para distancias de canal de 40 cm. En vista de los resultados simulados, podría concluirse que este esquema de modulación es suficientemente robusto frente a la dispersión introducida por la piel. Los resultados también sugieren que BPSK y QPSK obtienen el mejor rendimiento, con valores de BER por debajo de 10^{-3} para una tasa de datos de 8 Mbps y una longitud de canal de 30 cm. QPSK parece mostrar mejores resultados que BPSK para tasas de datos de hasta 20 Mbps, a partir de la cual los resultados de ambas modulaciones comienzan a coincidir. Los peores resultados vienen

dados por la modulación 16QAM, con valores de BER por debajo de 10^{-3} únicamente para tasas de datos menores a 3 Mbps y una misma longitud de canal de 30 cm. 8PSK ofreció resultados intermedios entre los de BPSK y los de 16QAM. En cuanto a la tasa de datos, QPSK fue el esquema que ofreció una mayor tasa binaria, seguida por BPSK, con valores de 20 Mbps para valores de BER por debajo de 10^{-2} para una distancia de 25 cm. 8PSK también ofreció el mismo valor de BER pero para tasas de datos menores por debajo de 15 Mbps. Como era de esperar, el incremento en la distancia produce la degradación de la señal en términos de BER para todos los esquemas de modulación considerados. De hecho, para una distancia de 30 cm, la tasa binaria máxima simulada tanto para BPSK como 8PSK es inferior a 10 Mbps para una misma BER de 10^{-2} , mientras que la tasa de bit para QPSK es superior a 15 Mbps para un rango de BER entre 10^{-3} y 10^{-2} . La modulación 16QAM no es tan robusta como los otros esquemas de modulación analizados en lo que se refiere a la dispersión del canal, ya que muestra tasas de bit menores para BER incluso más altas. Por esta razón, en este caso particular, se limitó la BER de estudio al rango entre 10^{-4} y 10^{-1} , y se buscaron los regímenes binarios correspondientes para diferentes longitudes de canal. De esta forma, se obtuvieron tasas de bit máximas de 2, 3, 4 y 6 Mbps para longitudes de canal de 50, 40, 35 y 30 cm, respectivamente. Como conclusión, si se compara la modulación QAM con BPSK para todas las longitudes de canal consideradas, QAM ofrece tasas de datos menores para un mismo valor de BER.

5.2.2 Modelo computacional FEM del brazo humano

A continuación se presentan los resultados obtenidos de la simulación del modelo FEM del brazo humano mostrado en la Fig. 3.4. La propuesta de un modelo computacional con una geometría 3D cilíndrica formada por un conjunto de tejidos concéntricos nos ha permitido simular variables como la distribución de campo eléctrico y el porcentaje de corriente eléctrica a través de los mismos. Asimismo, también se han podido analizar otras variables de interés para el diseño de sistemas IBC como la evolución en frecuencia de la bioimpedancia observada entre los electrodos. Por último, los comportamientos encontrados han sido validados con resultados experimentales de atenuación específica obtenidos por los autores.

Bioimpedancia

En la Fig. 5.8 se muestra la evolución frecuencial de los resultados de bioimpedancia Z_0 simulados con el modelo computacional FEM del brazo humano. Los resultados muestran la bioimpedancia vista entre los electrodos TX para una distancia transversal de 6 cm. Según se explicó en la Sección 3.3 de esta misma tesis, Z_0 se calculó como el cociente entre el voltaje V_0 y la corriente I_0 entre ambos electrodos. Los resultados simulados muestran que Z_0 decrece conforme aumenta la frecuencia y que la fase presenta un mínimo aproximadamente a 20 kHz. Cabe destacar que a pesar de que la bioimpedancia no ha sido suficientemente estudiada en la literatura IBC, los resultados simulados siguen una evolución parecida a los reportados en [94, 162, 163]. En cuanto a los valores en magnitud, la impedancia Z_0 está en el rango de los kilohmios a bajas frecuencias y tiende a las decenas de ohmios conforme la frecuencia aumenta. Estos valores están dentro del rango de los datos experimentales reportados por otros autores, si bien es cierto que estos resultados dependen de las características antropométricas y las propiedades electrofisiológicas de

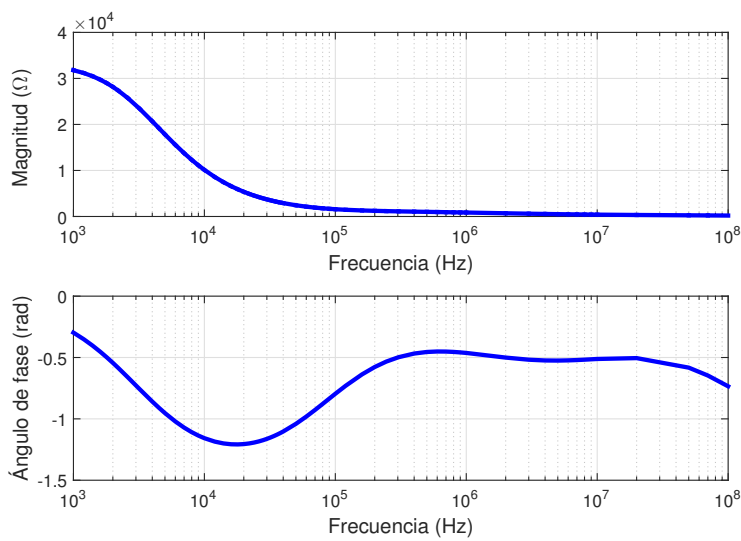


Figura 5.8 Evolución frecuencial de la magnitud y fase de los resultados simulados de bioimpedancia Z_0 .

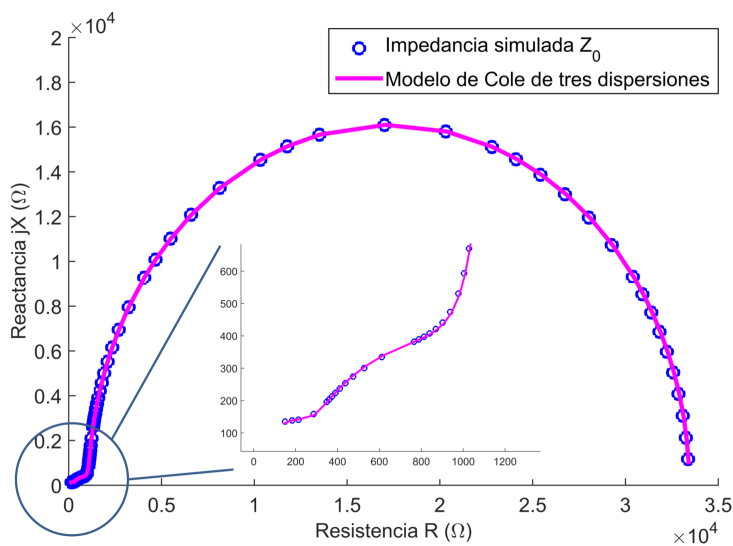


Figura 5.9 Representación del diagrama de Cole para los resultados simulados de bioimpedancia Z_0 (círculos) y su modelo de Cole de tres dispersiones ajustado (línea continua). Se presenta además un zoom detallado de las dos dispersiones en la zona de altas frecuencias entre 1 MHz y 100 MHz.

Tabla 5.1 Modelo de tres dispersiones de Cole para la bioimpedancia simulada Z_0 .

Parámetro	$R_\infty(\Omega)$	$\Delta R_1(\Omega)$	$\tau_1(\mu s)$	α_1	$\Delta R_2(\Omega)$	$\tau_2(ns)$	α_2	$\Delta R_3(\Omega)$	$\tau_3(ns)$	α_3
Valor	47.82	32309.28	50.4	0.998	903.66	105.08	0.721	180.35	1.86	1

cada individuo, así como de la configuración de los electrodos. La Fig. 5.9 muestra el diagrama de Cole-Cole de los resultados de bioimpedancia simulados. Mediante un método de ajuste por mínimos cuadrados se obtuvieron los parámetros de un modelo de Cole de tres dispersiones que mejor se adapta a los resultados simulados, los cuales se presentan en la Tabla 5.1. Una conclusión interesante es que la bioimpedancia vista entre los terminales presenta una dispersión dominante hasta 1 MHz, que es el rango de frecuencias en el que suelen operar los transeceptores en acoplamiento galvánico. De esta forma, en este rango de frecuencias, puede usarse un modelo de Cole simplificado de una única dispersión para modelar el comportamiento bioeléctrico de la impedancia Z_0 , el cual puede servir de ayuda a los diseñadores de sistemas IBC. Sin embargo, si se quiere modelar el comportamiento de esta impedancia a frecuencias mayores (hasta los 100 MHz), se necesitan otras dos dispersiones según puede verse en la Fig. 5.9. Para una representación más clara, estas dos dispersiones se muestran detalladamente mediante un zoom de la zona de altas frecuencias.

Campo eléctrico

La Fig. 5.10 muestra el perfil en escala logarítmica del campo eléctrico simulado en la zona exterior cercana a los electrodos TX para cuatro frecuencias de 1 kHz, 100 kHz, 1 MHz y 100 MHz. Los resultados fueron normalizados con el fin de representar el patrón de campo eléctrico para un voltaje transmitido $V_o=1$ [V], de tal forma que los resultados se puedan generalizar para otros valores de tensión transmitida multiplicando por el correspondiente factor. De los resultados obtenidos, puede verse que a 1 kHz el campo eléctrico se encuentra principalmente confinado en las capas corporales más externas como la piel y en la zona exterior cercana a los electrodos, siendo prácticamente despreciable en capas corporales más internas. No obstante, conforme la frecuencia aumenta, la penetración de campo eléctrico a tejidos como la grasa comienza a aumentar y a hacerse notable a partir de 100 kHz. Puede verse como a 100 MHz el campo eléctrico ocupa ya una mayor parte en la dirección longitudinal a la línea circular del brazo, pero se mantiene principalmente confinado en las capas más externas como piel y grasa. Con el fin de analizar de forma cuantitativa la penetración de campo en los diferentes tejidos, se calculó el valor medio de campo eléctrico en cada volumen. Los resultados obtenidos pueden verse en la Fig. 5.11 y confirman esta tendencia: el campo eléctrico se confina principalmente en la piel a bajas frecuencias hasta 1 MHz, pero conforme la frecuencia aumenta, la penetración del campo a tejidos más internos también aumenta, de forma que la mayor parte del campo eléctrico ya no está confinado en la piel sino en la grasa. Además, el campo eléctrico también aumenta en tejidos más internos como el músculo y el hueso. Para el cálculo de la componente de campo eléctrico en la capa de aire externa se consideró un volumen cilíndrico de radio dos veces el del brazo, según puede verse en la Fig. 5.8. Los resultados simulados muestran que el campo externo tiene un valor medio de 0.1 V/m, aumentando ligeramente conforme se incrementa la frecuencia. Sin embargo, en el rango de frecuencias bajo estudio, este es considerablemente menor que el valor encontrado en la piel y en la grasa, confirmando

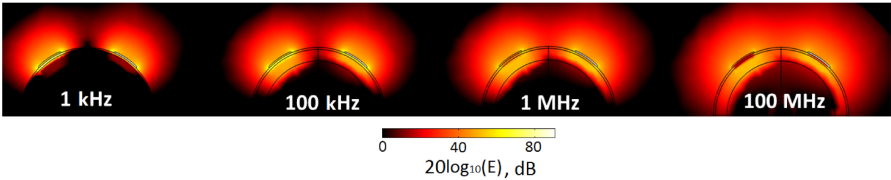


Figura 5.10 Perfil de campo eléctrico simulado E [V/m] en escala logarítmica (0 dB indica 1 V/m) en el plano transversal del brazo donde se encuentran los electrodos TX para cuatro frecuencias de 1 kHz, 100 kHz, 1 MHz y 100 MHz. Los resultados han sido normalizados para un voltaje transmitido de 1 [V].

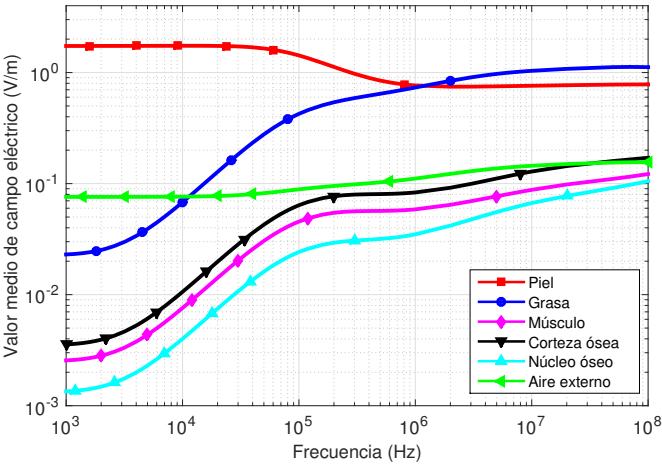


Figura 5.11 Resultados simulados de valor medio de campo eléctrico E [V/m] en diferentes volúmenes de tejido del brazo humano en función de la frecuencia. Los valores corresponden a un valor de voltaje transmitido de 1 [V].

así que la componente de campo externa es prácticamente despreciable con respecto a la componente interna en la banda de interés.

Corriente eléctrica

La Fig. 5.12 muestra los resultados de densidad de corriente eléctrica simulados con el modelo FEM a través de diferentes tejidos del brazo y en función de parámetros como la frecuencia, la distancia inter-electrodo y la longitud de canal, estas dos últimas designadas como t_l y c_l , respectivamente. Los resultados representan la distribución logarítmica de la densidad de corriente a través de los diferentes tejidos para una corriente inyectada de 1 mA. A su vez, se han considerado varios planos transversales a lo largo del brazo correspondientes a los lados TX y RX, para diferentes longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm. Puede verse en la Fig. 5.12 que la densidad de corriente varía considerablemente en función de la frecuencia de trabajo y la longitud de canal, atenuándose conforme dicha distancia

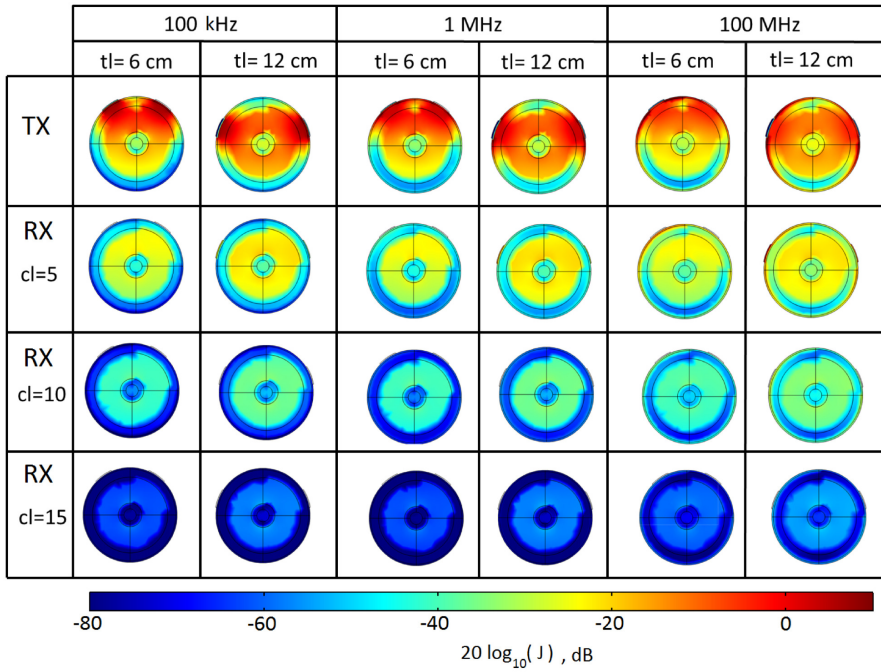


Figura 5.12 Simulaciones de la distribución de corriente eléctrica J [A/m^2] en escala logarítmica para una corriente inyectada I_o de 1 mA en ambos planos transversales TX y RX. Se han representado tres frecuencias de 100 kHz, 1 MHz y 100 MHz junto con tres longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm y dos distancias inter-electrodo de 6 y 12 cm.

aumenta. Con respecto a la distribución de la corriente a través de los diferentes tejidos, si analizamos el lado TX, la mayor parte de esta se encuentra confinada en el músculo a bajas frecuencias como 100 kHz. Conforme aumenta la frecuencia hasta los 100 MHz, la corriente empieza a desplazarse hacia las capas más externas dando lugar al fenómeno conocido como “efecto piel”. Con respecto a la longitud de canal, puede verse que la corriente eléctrica se atenúa considerablemente conforme se desplaza a través del brazo. De hecho, para una longitud de canal $c_l = 15$ cm, sólo una pequeña parte de la corriente inicialmente transmitida llega al extremo RX, lo que se traduce en una gran atenuación de canal, como se analizará en una sección posterior. Puede verse también que se obtiene un mayor nivel de corriente en el extremo RX si se consideran distancias inter-electrodo mayores como $t_l = 12$ cm, para la que se observa una mayor densidad de corriente para todas las distancias de canal y frecuencias consideradas. Cabe destacar que la corriente total en un determinado tejido no sólo es función de la densidad de corriente que atraviesa el mismo, cuyo valor depende principalmente de las propiedades conductivas del tejido en sí, sino también de su área. De ahí que la mayor parte de la corriente pase a través de tejidos más grandes como el músculo. La Fig. 5.13 muestra el porcentaje de la corriente total que atraviesa cada tejido para diferentes distancias inter-electrodo. Posiblemente debido a su

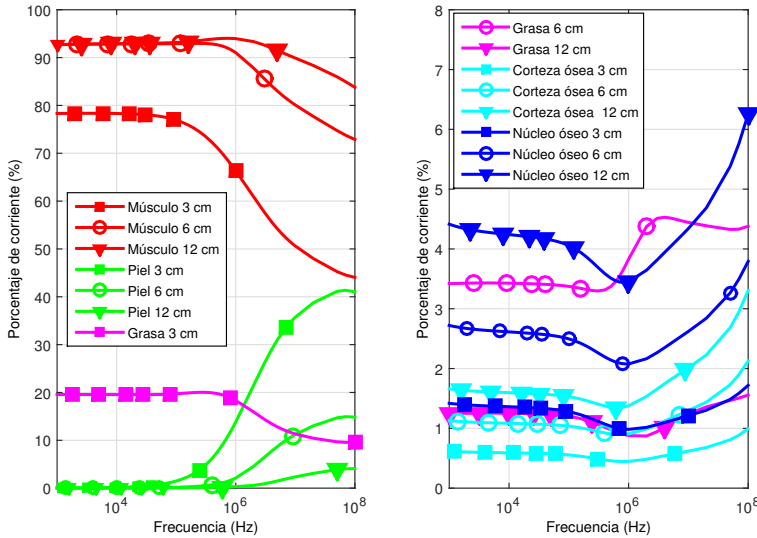


Figura 5.13 Resultados simulados de porcentaje de corriente que fluye a través de cada tejido para tres distancias inter-electrodo de 3, 6 y 12 cm.

alta conductividad y gran área, la mayor parte de la corriente se confina en el músculo para todas las frecuencias y distancias inter-electrodo evaluadas. Es sólo a partir de 1 MHz cuando el porcentaje de corriente en el músculo empieza a decrecer, a la misma vez que empieza a aumentar a través de la piel hasta un 40%, en el caso de una distancia inter-electrodo de 3 cm. De forma general, puede verse que para configuraciones en las que los electrodos están posicionados más cerca el uno del otro, un mayor porcentaje de corriente atraviesa la piel a altas frecuencias. Debe notarse que este fenómeno puede explicarse también debido al hecho de que las diferentes distancias inter-electrodos analizadas de 3, 6 y 12 cm se corresponden respectivamente con configuraciones geométricas en las que los electrodos están muy juntos entre sí (3 cm), enfrentados el uno al otro (12 cm) y una posición intermedia a estas dos. De esta forma, conforme los electrodos se posicionan más lejos el uno del otro, las líneas de corriente se distribuyen de forma más amplia a través del músculo. Por el contrario, en el caso de pequeñas distancias inter-electrodo como 3 cm, en la que estos se encuentran muy cerca entre sí, la corriente encuentra un camino más corto a través de la piel. Con respecto a las capas internas como el hueso, sólo un pequeño porcentaje de corriente llega al mismo en todas las configuraciones estudiadas, aunque dicho porcentaje depende de nuevo de la distancia inter-electrodo considerada. De hecho, para una distancia de 12 cm, un porcentaje de corriente en torno al 5% atraviesa el núcleo del hueso, porcentaje incluso mayor que el que atraviesa el tejido graso para esa misma distancia. Sin embargo, para una separación de 6 cm este comportamiento se invierte y un mayor porcentaje de corriente fluye a través de la grasa en lugar del hueso. Estas consideraciones pueden servir a la hora de discriminar los rangos de frecuencia

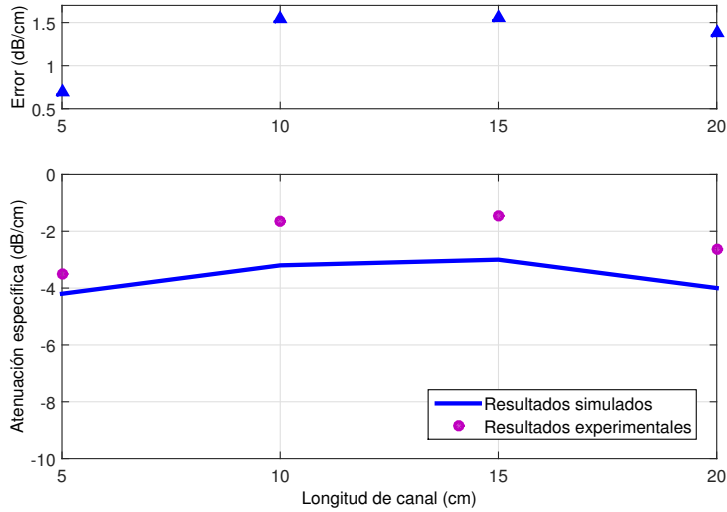


Figura 5.14 Comparación entre resultados simulados y experimentales de atenuación específica (dB/cm) frente a la longitud de canal (cm) para una frecuencia de 40 kHz y una distancia inter-electrodo de 9 cm.

y la posición óptima de los electrodos para la transmisión entre dispositivos que están dispuestos sobre la superficie corporal o bien implantados.

Atenuación específica

Posteriormente se pasó a estudiar la atenuación del canal IBC acorde con la configuración galvánica diferencial considerada en la ecuación (3.20). Los resultados simulados fueron validados con datos experimentales de atenuación obtenidos por los autores. El objetivo no sólo era validar el modelo computacional propuesto, sino también analizar el efecto de parámetros como la longitud de canal y la distancia inter-electrodo en las pérdidas del canal corporal. De esta forma, se consideró una frecuencia de 40 kHz, la cual había mostrado un máximo de ganancia en estudios experimentales previos [160]. Para una mayor claridad, se muestra a continuación la comparación entre los resultados simulados con el modelo y los obtenidos experimentalmente en dos apartados diferentes en función de la variable analizada:

- *Influencia de la longitud de canal:* Se han simulado diferentes resultados de atenuación para varias longitudes de canal a una frecuencia de 40 kHz y para una distancia inter-electrodo de 9 cm. Para estudiar la dependencia de la atenuación corporal con la longitud de canal se han realizado simulaciones de atenuación específica en unidades de dB/cm para longitudes de canal comprendidas entre 5 y 20 cm, las cuales pueden verse en la Fig. 5.14. La atenuación aumenta conforme lo hace la distancia entre electrodos TX y RX, con un valor aproximado de 4 dB/cm para una longitud de canal de 5 cm, coincidiendo con los datos experimentales obtenidos por

los autores en un trabajo previo [160], así como con otros resultados publicados en la literatura [92, 193]. Este incremento de la atenuación conforme aumenta la distancia de canal puede explicarse en base a los resultados de densidad de corriente mostrados en la Fig. 5.12, en los que puede verse cómo la corriente en el extremo RX disminuye conforme dicha distancia aumenta. Para longitudes de canal mayores de 5 cm se obtiene una atenuación específica aproximada de -2 dB/cm. El error del modelo se calculó como la diferencia entre el resultado simulado y el obtenido experimentalmente a una determinada distancia de canal, y se representa también en la Fig. 5.14. Puede verse que este error no es constante, sino que depende de la longitud de canal, con un valor máximo de 1.5 dB/cm, dentro del rango reportado en la literatura para medidas realizadas en diferentes días [91, 160]. Las posibles causas de este error pueden deberse a otros fenómenos no contemplados en el modelo, como efectos de radiación e interferencias externas que pueden tener un efecto en la atenuación del canal IBC conforme aumenta la distancia [49, 109, 117]. Además, con el fin de simplificar las simulaciones, no se han tenido en cuenta las resistencias internas de los dispositivos de medida, los cuales han sido analizados en detalle en un apartado posterior de esta tesis. Estos aspectos no fueron considerados en este modelo dado que el objetivo principal del mismo era profundizar en el conocimiento de otras variables eléctricas como la distribución de corriente y el campo eléctrico a través de los tejidos internos. En conclusión, los resultados simulados de atenuación específica frente a longitud de canal nos han permitido comprobar que existe una dependencia evidente entre ambas, de tal forma que la atenuación en el canal aumenta considerablemente conforme separamos la distancia entre electrodos TX y RX.

- *Influencia de la distancia inter-electrodo:* En este caso, con las simulaciones se pretende analizar la influencia de otra variable clave en el modo de acoplamiento IBC galvánico, que es la distancia transversal entre electrodos del mismo par, o distancia inter-electrodo. Para ello, se volvió a fijar una frecuencia de 40 kHz y se seleccionó una longitud de canal de 10 cm. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5.15 en términos de atenuación específica en función de la distancia inter-electrodo, y evidencian la dependencia existente entre ambas. En concreto, la atenuación disminuye conforme esta distancia aumenta, por ejemplo, a 1 dB/cm para una distancia de 6 cm. De forma general, las medidas experimentales coinciden de forma razonable con las simulaciones, con un error máximo de 1 dB/cm para una distancia de 2 cm, dentro del rango de error reportado para medidas realizadas en diferentes sesiones experimentales. De nuevo, esta dependencia puede explicarse en base a los resultados simulados de corriente en el brazo humano mostrados en la Fig. 5.12. En esta puede verse que existe una densidad de corriente mayor para la separación entre electrodos de 12 cm, que se corresponde con la configuración en la que estos se encuentran enfrentados a lo largo de la línea transversal del brazo. En este caso, una mayor parte de la corriente se distribuye de forma más amplia a través del músculo, obteniéndose un mayor nivel de corriente en el extremo RX, lo que se traduce a su vez en una atenuación menor. Este efecto también fue observado de manera experimental en [160], sugiriendo que se puede conseguir un mayor nivel de

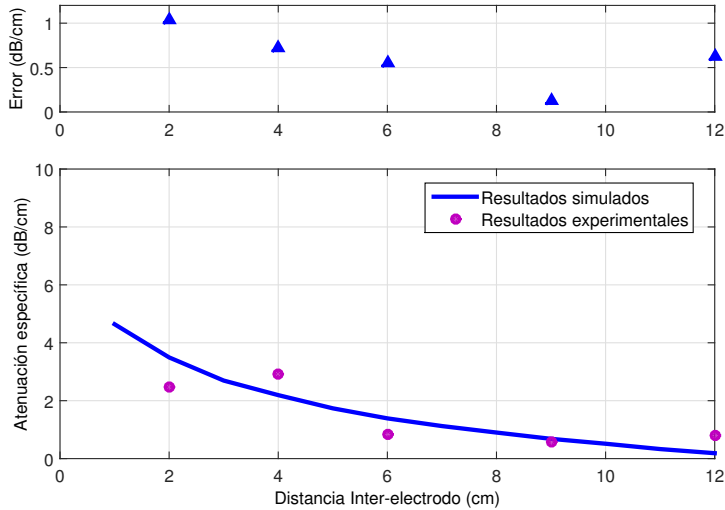


Figura 5.15 Comparación entre resultados simulados y experimentales de atenuación específica (dB/cm) frente a la distancia inter-electrodo (cm) para una frecuencia de 40 kHz y una longitud de canal de 10 cm.

señal recibida si los electrodos se colocan a la mayor distancia posible entre sí. Por otro lado, estos resultados evidencian que la distancia inter-electrodo también puede ser una causa de la discrepancia observada entre resultados reportados por unos autores y otros en la literatura. Nótese que esta distancia dependerá a su vez de las características antropométricas de los sujetos bajo estudio, como diámetro y longitud del brazo, de tal forma que el mismo valor de distancia inter-electrodo en individuos con diferentes diámetros de brazo puede dar lugar a configuraciones diversas de los electrodos, y por tanto, a una distribución diferente de la corriente. Asimismo, en vista de los resultados, se espera que no sólo las características antropométricas sino también la composición corporal de los usuarios puedan afectar considerablemente a la respuesta de la atenuación medida [124].

5.2.3 Modelo eléctrico circuital phantom

A continuación se explica de forma detallada el proceso de identificación de parámetros del modelo eléctrico circuital IBC propuesto según las especificaciones comentadas en la Sección 3.4. Para ello se presentan dos secciones diferentes, cada una de ellas dedicada a la obtención de los parámetros transversales y longitudinales del modelo, que emulan respectivamente propiedades de bioimpedancia y atenuación del brazo humano. Se realizaron diferentes simulaciones para analizar la influencia de cada uno de estos parámetros en las pérdidas del canal. Una vez identificados los valores de todos los parámetros del modelo, se presentan los detalles de la implementación electrónica del phantom, así como la validación del mismo mediante medidas experimentales realizadas en el brazo humano.

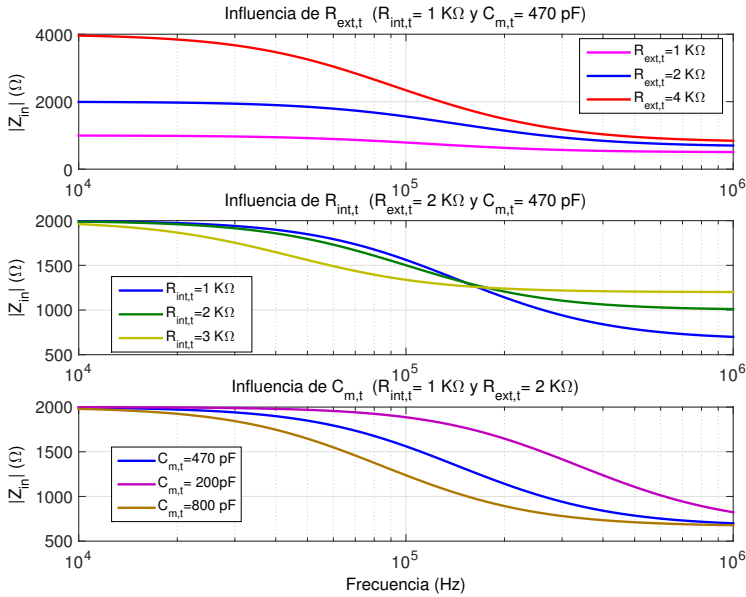


Figura 5.16 Simulación de la influencia de los parámetros transversales del modelo $R_{ext,t}$, $R_{int,t}$ y $C_{m,t}$ en la respuesta en frecuencia de la bioimpedancia Z_{in} .

Parámetros transversales $R_{ext,t}$, $R_{int,t}$ y $C_{m,t}$

Según puede verse en la Fig. 3.7c, la impedancia Z_{in} vista entre los electrodos está principalmente influenciada por los parámetros transversales del modelo. En cuanto a las ecuaciones, el término Z_a en (3.26) se ha considerado predominante frente a Z_b , Z_c y Z_d , de tal forma que $Z_{in} \approx Z_a$. Así, los parámetros $R_{ext,t}$, $R_{int,t}$ y $C_{m,t}$ correspondientes fueron seleccionados con el objetivo de emular aproximadamente la respuesta en frecuencia observada en los resultados de bioimpedancia publicados en la literatura, según las especificaciones de diseño anteriormente comentadas. Según el modelo de Debye, la resistencia a frecuencia cero R_0 equivale a la resistencia extracelular $R_{ext,t}$, mientras que la resistencia a frecuencia infinito R_∞ es igual a la asociación paralelo de las resistencias intra y extracelular (i.e., $R_\infty = R_{int,t} \parallel R_{ext,t}$). De esta forma, los parámetros $R_{ext,t}$ y $R_{int,t}$ determinan los valores a los que tiende la impedancia a bajas y altas frecuencias, respectivamente. Por otro lado, $C_{m,t}$ está relacionada con la constante de tiempo de Z_a de tal forma que controla su respuesta en frecuencia [124]. Con el fin de ilustrar las dependencias comentadas, la Fig. 5.16 muestra diferentes curvas de bioimpedancia Z_{in} para distintos valores de estos parámetros. Posteriormente, una vez que quedó determinada la influencia de cada uno de ellos en la característica de impedancia, sus valores fueron seleccionados con el fin de ajustar la respuesta en frecuencia a la común observada en la literatura. De esta forma, $R_{ext,t}$ fue tomada como 2 kΩ y $R_{int,t}$ como 1 kΩ, lo que a su vez implica que $R_0 = R_{ext,t} = 2$ kΩ y $R_\infty = R_{int,t} \parallel R_{ext,t} \simeq 600$ Ω. Finalmente, con respecto a $C_{m,t}$, se seleccionó un valor de 470 pF.

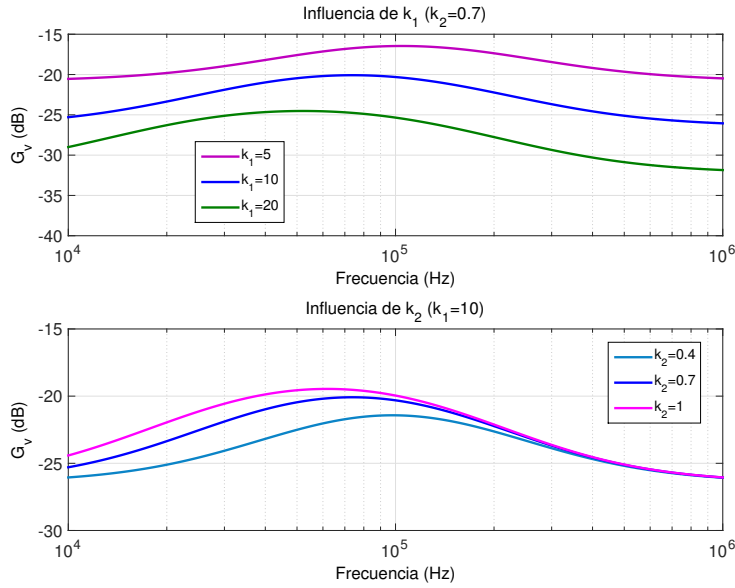


Figura 5.17 Simulación de la influencia de los parámetros k_1 y k_2 en la ganancia IBC.

Parámetros longitudinales $R_{ext,l}$, $R_{int,l}$ y $C_{m,l}$

Como se ha comentado anteriormente, los parámetros longitudinales del modelo circuital necesariamente tienen una influencia en la atenuación del canal IBC. De la observación del modelo propuesto puede comprobarse que el nivel de pérdidas en el canal está directamente relacionado con la diferencia en magnitud de los parámetros resistivos en el camino longitudinal y transversal, respectivamente. En otras palabras, el valor de atenuación en el canal IBC puede ajustarse mediante una constante k_1 de tal forma que $R_{ext,l} = k_1 R_{ext,t}$ y $R_{int,l} = k_1 R_{int,t}$. Por ello, con el fin de emular valores de ganancia en el rango de -30 a -20 dB, a k_1 se le asignó un valor igual a 10. Por otro lado, otro resultado importante obtenido en [160] fue el hallazgo de un mínimo de atenuación entre 10 y 100 kHz. Haciendo uso del modelo se ha podido comprobar que este mínimo aparece cuando la capacitancia $C_{m,l}$ en el camino longitudinal se selecciona como k_2 veces la capacitancia en el camino transversal ($C_{m,l} = k_2 C_{m,t}$), de tal forma que la constante k_2 modula la frecuencia en la que dicho mínimo aparece. Por lo tanto, para obtener el pico en el rango de frecuencias mencionado, se consideró un valor de 0.7, que a su vez da lugar a un valor de 330 pF para $C_{m,l}$. De nuevo, con el fin de ilustrar la influencia de estos parámetros, la Fig. 5.17 muestra diferentes curvas de atenuación para diversos valores de k_1 y k_2 . En este caso, a la hora de simular el modelo en Matlab los valores de las resistencias internas de los dispositivos de medida fueron considerados igual a aquellos usados experimentalmente en [160], es decir $R_s = 50 \Omega$ y $R_L = 1 M\Omega$.

Finalmente, los valores obtenidos para los parámetros del modelo están resumidos en la Tabla 5.2. Nótese que los resultados simulados en las Fig. 5.16 y 5.17 cumplen con las

Tabla 5.2 Parámetros del modelo circuital phantom.

Parámetro	Camino Transversal	Camino Longitudinal
Resistencia extracelular	$R_{ext,t} = 2 \text{ k}\Omega$	$R_{ext,l} = 20 \text{ k}\Omega$
Resistencia intracelular	$R_{int,t} = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{ext,l} = 10 \text{ k}\Omega$
Capacitancia de membrana	$C_{m,t} = 470 \text{ pF}$	$C_{m,l} = 330 \text{ pF}$

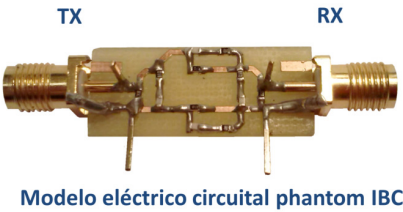


Figura 5.18 Fotografía del phantom eléctrico circuital para acoplamiento galvánico IBC.

especificaciones de diseño iniciales, concebidas para obtener un modelo eléctrico circuital simplificado capaz de emular resultados experimentales de bioimpedancia y atenuación de la literatura IBC. En conclusión, este circuito se ajusta aproximadamente a la respuesta en frecuencia de los valores de bioimpedancia simulados en [52, 162], los cuales a su vez concuerdan con los resultados experimentales obtenidos en [94, 163]. De la misma forma, este circuito presenta una característica de atenuación corporal muy similar a la encontrada experimentalmente en [160], mostrando un mínimo en el rango de frecuencias entre 10 y 100 kHz.

Implementación del dispositivo IBC phantom

Una vez hallados los parámetros del modelo, se implementó un prototipo físico circuital del phantom propuesto mediante componentes electrónicos de montaje superficial en un sustrato FR4. La placa de circuito impresa se realizó en una fresadora ProtoMat S40 de LPKF Laser & Electronics Company. Dos conectores SMA adaptados a 50 Ω fueron soldados a la placa para proveer conexión coaxial a los puertos de entrada y salida de los equipos de medida como ADE y VNA. De forma alternativa, también se incluyeron sendos pines de señal y tierra para la conexión de sondas de osciloscopio. Los componentes elegidos tienen una tolerancia del 1 % para las resistencias y del 5 % para los condensadores. Como puede verse en la Fig. 5.18, el prototipo final tiene un tamaño compacto de 2.8 cm × 1.2 cm. La vista de la figura corresponde con la capa frontal. La capa posterior no contiene plano de tierra para evitar efectos capacitivos con la tierra externa.

Validación del modelo IBC phantom

A continuación se realizaron un conjunto de medidas experimentales en el brazo humano para validar el modelo y probar la precisión del mismo a la hora de emular diferentes características eléctricas del canal IBC. En primer lugar, el modelo se simuló usando dos valores diferentes de la resistencia de carga R_L con el fin de analizar el efecto de

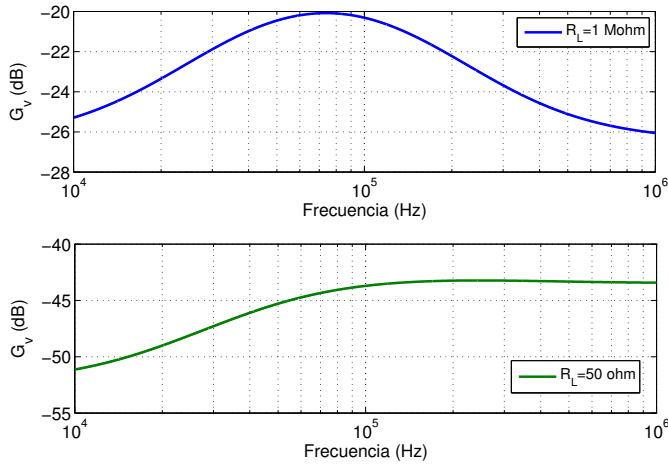


Figura 5.19 Simulación de la ganancia del modelo eléctrico phantom para dos valores de resistencia de carga R_L de $1 \text{ M}\Omega$ y 50Ω .

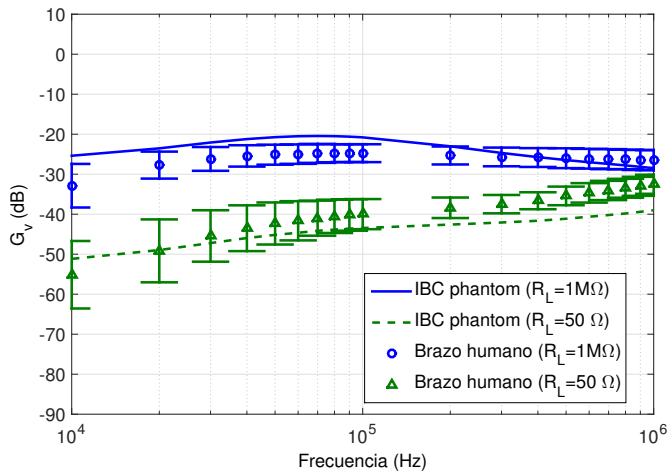


Figura 5.20 Comparación entre resultados experimentales obtenidos con el phantom (círculos) y en el brazo humano (triángulos) para dos resistencias de carga R_L diferentes de $1 \text{ M}\Omega$ (línea continua) y 50Ω (línea a trazos).

esta en la característica de atenuación obtenida, el cual es un aspecto técnico importante a tener en cuenta de cara al diseño de los transceptores. En concreto, se consideraron dos valores de R_L correspondientes a los dispositivos de medida frecuentemente usados en la bibliografía como osciloscopios con una $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ y analizadores de espectro (ADE) y de redes (VNA) con una $R_L = 50 \Omega$. De esta forma se pretende comprobar que

el circuito phantom implementado es capaz de emular diferentes respuestas en frecuencia dependiendo de la resistencia de carga seleccionada sin modificar los parámetros del mismo, según la ecuación de voltaje de ganancia definida en (3.23). La Fig. 5.19 muestra las simulaciones realizadas con el fin de analizar este efecto. Puede verse que en el caso de $R_L = 1 \text{ M}\Omega$, la curva de ganancia simulada presenta un máximo entre -20 y -30 dB entre 10 y 100 kHz , acorde con las especificaciones de diseño previamente establecidas; mientras que en el caso de $R_L = 50 \text{ }\Omega$ la respuesta en frecuencia obtenida no sólo no presenta ningún máximo, sino que muestra una característica inversa, incrementándose con la frecuencia en un rango de magnitud en torno a los -50 dB . Posteriormente se realizaron medidas experimentales en el brazo con el fin de validar el phantom propuesto. El sujeto 2 (M) con las características antropométricas detalladas en la Tabla 4.1 se prestó voluntario para la realización de los experimentos. Para la toma de medidas se utilizó el montaje experimental A2 descrito en la Sección 4.4 con cuatro electrodos tipo III (Ver Tabla 4.2), una longitud de canal de 5 cm y una distancia inter-electrodo de 12 cm . Se eligió en este caso el montaje experimental A2 con el objetivo de validar la capacidad del modelo eléctrico phantom para emular los comportamientos de atenuación obtenidos con dos valores diferentes de resistencia de carga R_L , según los resultados de la Fig. 5.19. Con el fin de obtener una mayor significación estadística, se repitieron un conjunto de siete medidas a lo largo de diferentes días y se calculó la media y la desviación típica de las mismas. La Fig. 5.20 presenta la comparación de los resultados experimentales obtenidos con el phantom y los obtenidos en el brazo humano. Puede verse que a pesar de la simplicidad del modelo propuesto, existe una correspondencia razonable con las medidas in-vivo, a pesar de la dispersión asociada a la realización de medidas a lo largo de diferentes días, la cual está dentro del rango de error reportado en la literatura [91, 160]. Puede concluirse por tanto que el modelo circuital phantom propuesto puede ser aplicado en el análisis de la influencia de diferentes factores externos, como los introducidos por los dispositivos de medida y las condiciones de experimentación, los cuales pueden constituir una de las causas de las discrepancias observadas entre diversas curvas de atenuación reportadas por unos autores y otros. En la Sección 5.4 de esta misma tesis se presentará un estudio experimental exhaustivo para evaluar diferentes tipos de montajes experimentales y sus posibles efectos en la caracterización del canal IBC haciendo uso del modelo eléctrico circuital phantom aquí propuesto.

5.2.4 Comparación y discusión

La Tabla 5.3 resume las características de los modelos IBC propuestos en las secciones previas, en función del método de modelado, tipo de acoplamiento, rango de frecuencia, etc. El uso eficiente del cuerpo humano como canal de comunicación conlleva el entendimiento de los mecanismos de transmisión de señal a través de los tejidos corporales, sin embargo, esta no es una tarea fácil. Cada uno de los métodos de modelado existentes en la literatura tiene sus ventajas e inconvenientes con un rango de validez limitado en frecuencia. De esta forma, cada una de estas aproximaciones permite analizar el problema con un enfoque distinto, de ahí que en esta tesis doctoral se hayan realizado tres propuestas de modelado con metodologías claramente diferentes para analizar diversos aspectos de interés de la comunicación IBC. Así, se ha propuesto un modelo circuital de la piel como símil

de línea de transmisión en el que destaca la sencillez y simplicidad de las expresiones analíticas obtenidas para la atenuación y dispersión en el medio. Un ejemplo de las simulaciones realizadas con este modelo puede verse en la Fig 5.7 como análisis del impacto de diferentes esquemas de comunicación digitales en IBC. El valor añadido de este modelo con respecto a otros previos en la literatura es que recoge algunas de las propiedades eléctricas de la piel a través del concepto de admitancia transcutánea, y por otro lado, al estar basado en un esquema de parámetros distribuidos, permite analizar el efecto de una variable clave en la transmisión IBC como es la longitud de canal. Además, el modelo permite su adaptación a cada tipo de acoplamiento a través de la definición de una constante de propagación específica, lo que permite la comparación de ambas técnicas de acoplo. A diferencia de los métodos basados en técnicas de resolución numérica, los cuales tienen un alto coste computacional, los modelos circuitales presentan una solución de compromiso entre simplicidad y precisión. Sin embargo, conforme aumenta la frecuencia de trabajo, otros fenómenos no predecibles que no pueden ser emulados con este tipo de aproximación circuital, como la radiación de los cables y electrodos, el efecto antena del cuerpo humano, entre otros, empiezan a ser considerables. Otra desventaja que presentan es que no representan de forma realista la anatomía del cuerpo humano, por lo que no permiten analizar otros aspectos igualmente interesantes como la distribución de campo eléctrico y corriente eléctrica a través de diferentes tejidos. Con este propósito se realizó el modelo computacional 3D basado en la técnica de elementos finitos, con una geometría cilíndrica multicapa que emula de forma aproximada la estructura anatómica de diferentes tejidos corporales como piel, grasa, músculo y hueso. Se han realizado simulaciones de la distribución de campo eléctrico a través de los diferentes tejidos, así como los caminos de corriente que se establecen a través de estos en función de variables como la frecuencia, la longitud de canal y la distancia inter-electrodo. De esta forma, este modelo nos permitió analizar algunos de los fenómenos subyacentes que ocurren en la comunicación IBC a nivel de tejido y que pueden explicar los comportamientos de ganancia observados en la práctica. Sin embargo, las desventajas de esta técnica de modelado ya han sido comentadas y destacan principalmente su complejidad, el coste computacional y la dificultad a la hora de reproducir sus características. Finalmente, con un objetivo opuesto como es la evaluación de diferentes montajes de medida para la caracterización experimental del canal IBC, se ha propuesto un modelo físico circuital simplificado con el que se pretende sustituir al cuerpo humano en condiciones de experimentación reales, evitando así la fuente de incertidumbre asociada al mismo. Los modelos basados en phantoms físicos permiten realizar las medidas experimentales sin limitación temporal ni física y sin restricciones de seguridad [161]. De esta forma, el modelo phantom propuesto constituye una alternativa sencilla y útil para emular las propiedades de bioimpedancia y atenuación del cuerpo humano con el fin de validar determinados montajes experimentales e identificar los posibles artefactos introducidos por estos.

Tabla 5.3 Comparación de las principales características de los modelos IBC propuestos.

	Modelo de la piel como línea de transmisión	Modelo computacional FEM del brazo humano	Modelo circuital phantom
Metodología	Modelo circuital de parámetros distribuidos	Modelo computacional FEM	Modelo eléctrico circuital físico de parámetros concentrados
Acoplamiento	Galvánico/Capacitivo	Galvánico	Galvánico
Frecuencia	10kHz-1GHz	1kHz-100MHz	10kHz-1MHz
Geometría	1-D longitudinal	3D cilíndrica	1D
Fundamentos bioeléctricos	Admitancia transcutánea	Propiedades dieléctricas de los tejidos	Bioimpedancia
Objetivo	Expresiones simples analíticas de atenuación y dispersión	Simulaciones de los mecanismos eléctricos a nivel de tejido	Prototipo físico para evaluación experimental de diferentes esquemas de medida
Variables simuladas	Atenuación, dispersión, retraso, tasa de bit	Bioimpedancia, campo eléctrico, corriente eléctrica, atenuación	Bioimpedancia, atenuación
Simplicidad	Sí	No	Sí

5.3 Resultados experimentales para la caracterización del canal IBC

A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos para sendas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo con los correspondientes montajes propuestos en las Secciones 4.2 y 4.3, respectivamente. En adelante, los resultados se presentan en dos apartados para cada tipo de acoplo, y a su vez, en diferentes subapartados en función de la variable bajo estudio. En primer lugar se presentan las medidas realizadas a lo largo de diferentes días, con el fin de estudiar la variabilidad existente entre las mismas y confirmar la viabilidad de los montajes y métodos de medida propuestos. Posteriormente se analizan diferentes variables clave en IBC como la longitud de canal, la distancia inter-electrodo y el tipo de electrodo usado. Finalmente se presentan también medidas realizadas a diferentes sujetos en diversas partes del cuerpo y con distintas posturas corporales.

5.3.1 Resultados experimentales para acoplamiento galvánico

Resultados para diferentes días

Se realizaron un conjunto de medidas al Sujeto 1 (H) bajo las mismas condiciones experimentales con el objetivo de analizar la variabilidad de las mismas durante varios días consecutivos. La distancia transversal entre electrodos fue fijada a 9 cm y se analizaron tres longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm. Los electrodos usados fueron tipo I y se colocaron en la posición A1 en el extremo TX y en la posición A2 en el extremo RX, según se indica en la Fig. 4.2. Los resultados de la variabilidad obtenida para diferentes días y distancias de canal se muestran en la Fig. 5.21. La menor desviación encontrada fue de ± 2 dB para una longitud de canal de 5 cm, la cual se encuentra dentro del rango de error reportado por otros autores para esta misma distancia en modo galvánico [91]. La desviación encontrada para distancias de canal más largas de 10 y 15 cm fue aproximadamente de ± 4 dB debido a la dificultad de captar señales de muy baja amplitud en el extremo RX. Esta cifra no ha podido ser comparada con resultados previos de otros autores ya que no se han reportado en la literatura valores de desviación típica para distancias de canal mayores de 6 cm [91]. También puede verse que esta desviación no es constante en todo el rango de frecuencias analizado, sino que aumenta en los extremos de las bandas, a bajas y altas frecuencias, posiblemente debido a efectos externos de los dispositivos electrónicos como baluns, cables y otros conectores. Otro hallazgo interesante es el máximo de ganancia observado en torno a los 40 kHz, el cual no ha sido siempre observado por otros autores en la literatura, que han reportado curvas de ganancia con una evolución en frecuencia contraria a la aquí obtenida. En base a los resultados obtenidos en este estudio, la banda comprendida entre los 20 y los 60 kHz puede considerarse como una banda óptima para el tipo de acoplamiento IBC galvánico en términos de ganancia y estabilidad de las medidas a lo largo de diferentes sesiones experimentales.

Resultados para diferentes longitudes de canal

Se analizaron diferentes longitudes de canal correspondientes a las configuraciones A1A2 (5 cm), A1A3 (10 cm) y A1A4 (15 cm), según se muestra en la Fig. 4.2. Para la realización de estas medidas se consideraron las mismas condiciones experimentales y el mismo sujeto H que en el apartado anterior. Los resultados mostrados en la Fig. 5.21 muestran que la

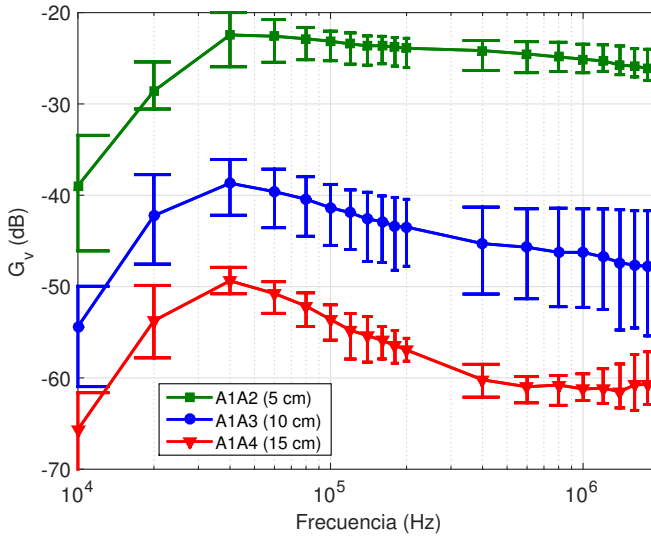


Figura 5.21 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para varias longitudes de canal y en diferentes días. Los resultados se representan mediante un diagrama de error en el que la línea continua representa el valor medio de las medidas y las barras representan la desviación típica.

ganancia del canal IBC galvánico disminuye considerablemente conforme la longitud de canal aumenta. También cabe destacar que el máximo de ganancia a 40 kHz aparece para las tres longitudes de canal consideradas. Por esta razón se realizaron medidas adicionales para 20 y 25 cm a esta frecuencia particular de 40 kHz a la que se obtuvieron valores de señal suficientes para ser medidas en el extremo RX. Los resultados se presentan en la Fig. 5.22 y demuestran que existe una relación lineal entre la ganancia en dB y la longitud de canal en cm para acoplamiento galvánico, con un coeficiente de correlación de 0.9978. La recta de regresión asociada presenta parámetros $a = -21.66$ y $b = -1.93$, donde a representa el valor de la ordenada en el origen y b el de la pendiente de la recta, respectivamente. Para distancias de canal mayores a partir de 30 cm la señal apenas pudo ser detectada en el extremo RX, ya que esta se encontraba por debajo del nivel de ruido del montaje experimental implementado en torno a -85 dBm.

Resultados para diferentes distancias inter-electrodo

Se analizó el efecto de la distancia transversal entre electrodos del mismo par o distancia inter-electrodo. Para ello se probaron dos distancias de 5 y 9 cm para tres longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm. Las medidas fueron tomadas para el sujeto H con electrodos tipo I. En los resultados mostrados en la Fig. 5.23 puede verse que se obtiene un mayor valor de ganancia para la distancia inter-electrodo más larga (9 cm) para todas las longitudes de canal consideradas, lo que apoya a su vez los resultados simulados en la Fig. 5.15 con el modelo computacional FEM del brazo humano. Con el fin de analizar cuantitativamente la dependencia entre la ganancia del canal IBC y la separación transversal entre electrodos

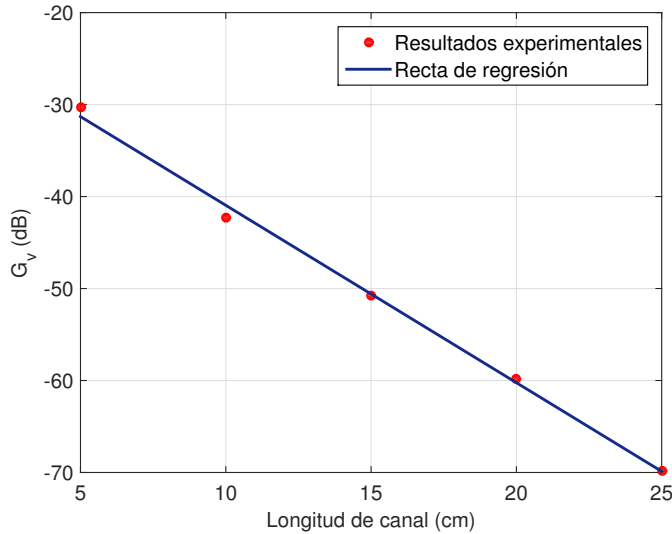


Figura 5.22 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico frente a la longitud de canal. Los resultados experimentales se representan mediante círculos y la recta de regresión asociada como una línea continua.

se probaron siete distancias de 3, 5, 7, 9, 12, 15 y 18 cm para ambos pares de electrodos TX y RX a una frecuencia de 40 kHz, donde de nuevo se encontró un máximo de ganancia. La Fig. 5.24 muestra una relación lineal aproximada a través de una recta de regresión con parámetros $a = -54.98$ y $b = 1.16$ y un coeficiente de correlación de 0.9480. Una posible explicación al aumento de la ganancia IBC conforme se separan los electrodos del mismo par puede darse en base a los resultados de distribución de corriente simulados con el modelo computacional. En la Fig. 5.12 puede verse que en el caso de una pequeña separación transversal entre electrodos de 3 cm la corriente se distribuye principalmente a través de la piel, la cual conforma el camino más corto entre estos. Por el contrario, el hecho de que los electrodos se separen y se coloquen el uno frente al otro a lo largo del brazo parece favorecer la dispersión de las líneas de corriente a través de un volumen de tejido mayor como es el músculo, permitiendo que más corriente eléctrica llegue al extremo RX, lo que finalmente se traduce en un aumento de la ganancia medida en el canal.

Resultados para diferentes electrodos

Se analizaron los cuatro tipos de electrodos (I-IV) mostrados en la Fig. 4.1, cuyas características se resumen en la Tabla 4.2. Los experimentos se realizaron para el sujeto H con la configuración geométrica A1A3, una longitud de canal de 10 cm y una distancia inter-electrodo de 9 cm. Los resultados se muestran en la Fig. 5.25 y sugieren que el material de electrodo usado no tiene mucha influencia en la determinación de la ganancia en el canal siempre que se trate de un conductor, como ya habían resaltado otros autores en la literatura [47]. Puede verse que las curvas de ganancia obtenidas son muy similares para

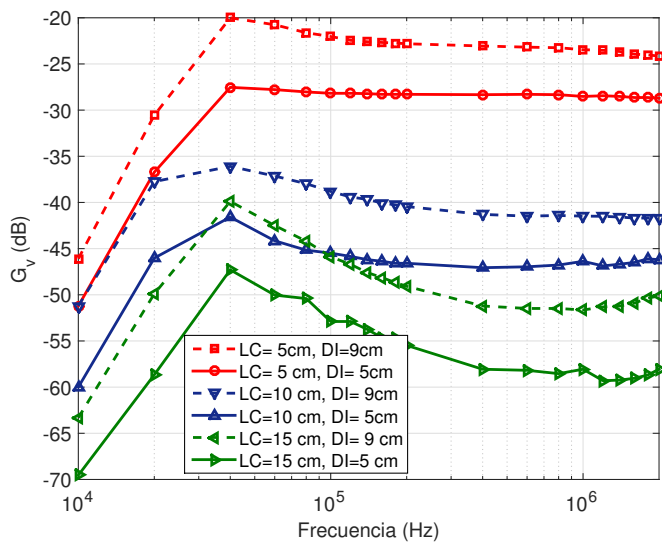


Figura 5.23 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para dos distancias inter-electrodo de 5 y 9 cm y tres longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm. En la leyenda las siglas LC significan longitud de canal y las siglas DI distancia inter-electrodo.

los cuatro electrodos analizados, mostrando de nuevo un máximo de ganancia a 40 kHz. No obstante, si bien es cierto que se observan ciertas diferencias en la magnitud de la ganancia medida, su significación es limitada ya que se encuentran dentro del rango de desviación encontrado para medidas realizadas a lo largo de diferentes sesiones experimentales. En concreto, los electrodos tipo III y IV demostraron tener un mejor comportamiento en términos de ganancia, posiblemente debido a su mayor área activa. Por otro lado, los electrodos tipo I fueron los que mostraron tener mayor robustez en términos de estabilidad de la señal eléctrica durante el tiempo de realización del experimento. Esto se debe a que este tipo de electrodo comercial dispone de una capa de gel conductor que mejora las propiedades conductivas y la adherencia del electrodo a la piel. De hecho, se observó que esta última propiedad es clave para asegurar la correcta recepción de la señal de tal forma que si los electrodos no se encuentran firmemente adheridos a la piel, el nivel de la señal disminuye de forma drástica.

Resultados para diferentes sujetos

La Fig. 5.26 muestra los resultados obtenidos para dos sujetos de diferente sexo (sujetos H y M). Las condiciones experimentales fueron de nuevo las descritas en la Sección 5.3.1 para dos longitudes de canal de 5 y 10 cm, correspondientes a las configuraciones A1A2 y A1A3 respectivamente. Los resultados de atenuación corporal muestran una evolución frecuencial similar para ambos sujetos, pero con una diferencia en magnitud de hasta 10 dB. Estas diferencias pueden estar asociadas a la variabilidad de las características

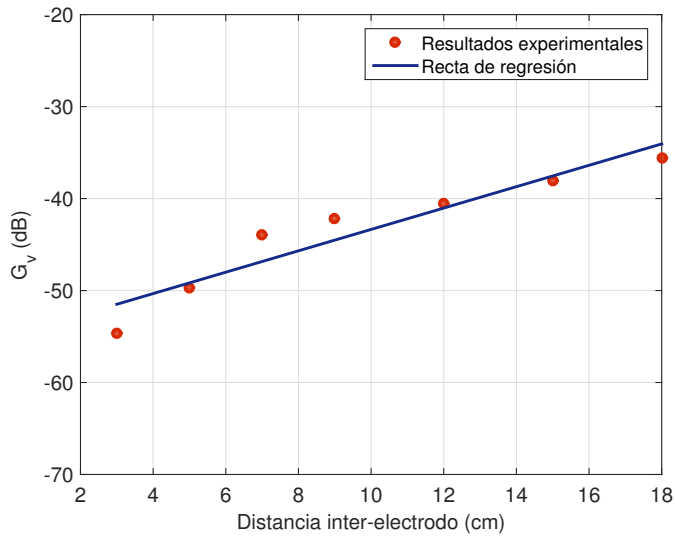


Figura 5.24 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico frente a la distancia inter-electrodo. Los resultados experimentales se representan mediante círculos y la recta de regresión asociada como una línea continua.

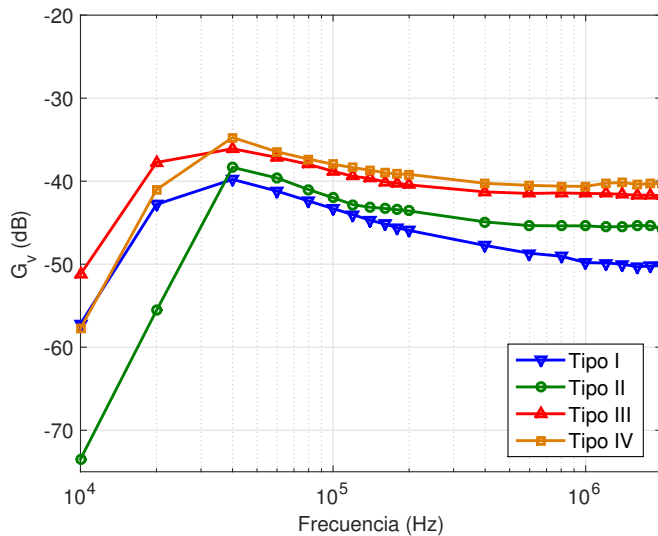


Figura 5.25 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para cuatro tipos de electrodos de diferentes materiales y áreas activas.

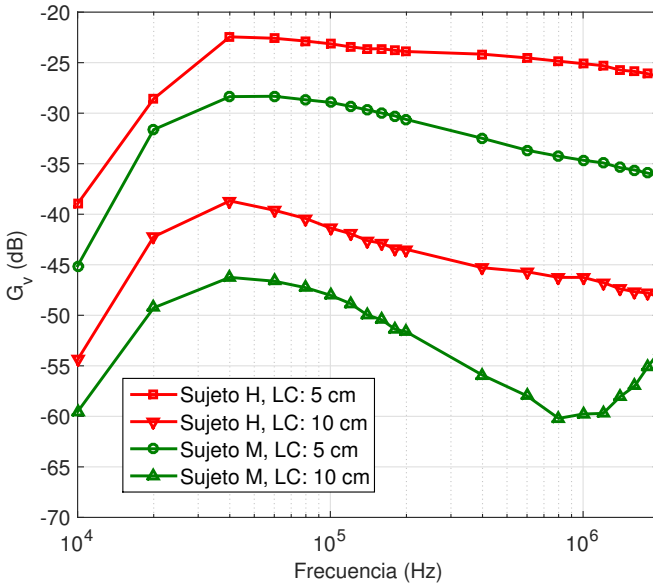


Figura 5.26 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para dos sujetos con diferentes características antropométricas y sexo.

antropométricas, como longitud y diámetro del brazo y composición corporal. Nótese que el diámetro del brazo del sujeto H es más de dos veces el del sujeto M, lo que puede suponer un mayor volumen de tejido para el desplazamiento de las líneas de corriente hacia el extremo RX, como han sugerido otros autores [93]. Por tanto, los resultados parecen indicar que una mayor sección transversal del brazo da lugar a un incremento de la señal recibida y a una mejora en términos de ganancia. No obstante, la conclusión más importante que se quiere resaltar aquí es la dependencia de la ganancia del canal IBC con las propiedades eléctricas, antropométricas y de composición corporal de los diferentes sujetos. Estas características deben ser tenidas en cuenta de cara a la personalización de los diseños con el fin de obtener prototipos IBC más eficientes en términos de atenuación y consumo.

Resultados para diferentes partes del cuerpo

Se realizaron medidas sobre cuatro partes del cuerpo, a saber, brazos, torso, piernas y espalda según las configuraciones A1A3, T1T2, L1L2 y B1B2 de la Fig. 4.2, todas ellas con una longitud de canal de 10 cm. El valor medio de las medidas para diferentes sesiones experimentales se presenta en la Fig. 5.27. En esta puede verse cómo las extremidades (piernas y brazos) presentan una tendencia en frecuencia similar con un máximo de ganancia a 40 kHz y un comportamiento decreciente con la frecuencia. Sin embargo, torso y espalda presentan una característica diferente, y a diferencia de las extremidades, el máximo aparece a frecuencias más altas y la ganancia permanece aproximadamente constante en lugar de disminuir. Estos resultados parecen indicar que la configuración

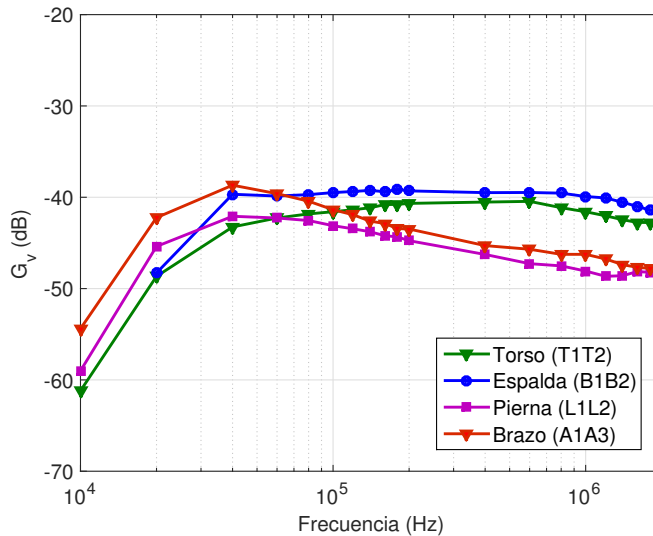


Figura 5.27 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para cuatro partes del cuerpo diferentes: brazos, piernas, torso y espalda.

galvánica puede ser más adecuada en torso y espalda, en las que se obtiene un mayor ancho de banda y una ganancia ligeramente mayor a frecuencias más altas. Siguiendo el mismo razonamiento que en apartados anteriores, una posible explicación a este hecho puede basarse en que torso y espalda presentan mayor área que piernas y brazos, los cuales tienen una geometría cilíndrica con un diámetro considerablemente menor.

Resultados para diferentes posiciones del sujeto

Los resultados de acoplamiento galvánico para diferentes posiciones del sujeto (sentado, de pie y andando) se muestran en la Fig. 5.28. En esta puede verse que los resultados obtenidos para cada una de estas posiciones son prácticamente idénticos, lo que sugiere que ni la posición ni el estado de reposo o movimiento del sujeto tienen demasiada influencia en la atenuación del canal IBC galvánico. Este resultado era previsible, ya que en el caso particular de este modo de acoplamiento, la señal depende principalmente de la impedancia del cuerpo humano a través de los electrodos y las condiciones particulares del tejido o tejidos internos a través de los cuales se propaga la corriente, mitigando así el efecto de otras perturbaciones externas como las diferentes posiciones en las que se encuentre el sujeto.

5.3.2 Resultados experimentales para acoplamiento capacitivo

Resultados para diferentes días

Al igual que en el caso de acoplamiento galvánico, se realizaron un conjunto de medidas al mismo sujeto H y con las mismas condiciones experimentales para analizar la variabilidad de la medida IBC a lo largo de varios días. La configuración del canal en este caso fue

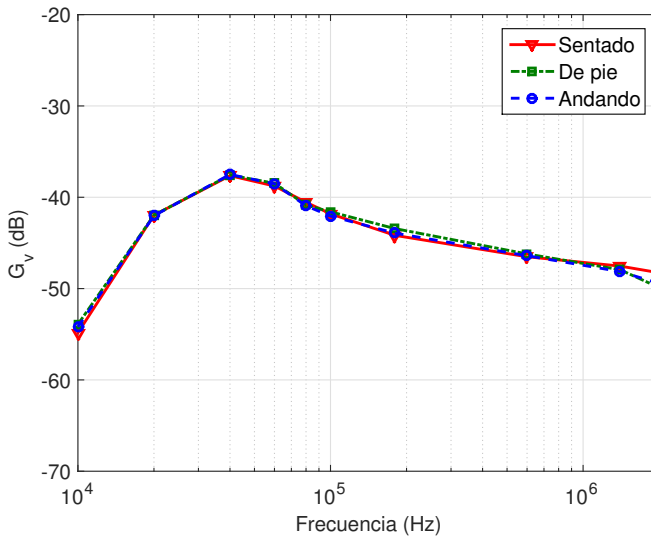


Figura 5.28 Resultados experimentales de ganancia de voltaje para acoplamiento galvánico para diferentes posiciones del sujeto: de pie, sentado y andando.

W1F1 (Ver Fig. 4.3) con una longitud de canal de 15 cm y electrodos del tipo III. Los resultados pueden verse en la Fig. 5.29 y muestran una desviación de ± 1.2 dB, menor que la obtenida para acoplamiento galvánico. Las causas pueden ser no sólo las diferencias intrínsecas al tipo de acoplamiento en sí, sino también la precisión de los equipos de medida usados en cada caso. Según se explicó en la Sección 4.3, la curva de ganancia del canal IBC en modo capacitivo se obtuvo con la funcionalidad *tracking generator* de un analizador de espectro adaptado a 50Ω . En concreto, un resultado interesante es que la curva obtenida es creciente con la frecuencia presentando un perfil paso-banda con un máximo en torno a los 60-70 MHz. Recientemente en la literatura este máximo ha sido explicado como un efecto de radiación de los baluns usados para el aislamiento de las tierras internas de los dispositivos [44].

Resultados para diferentes longitudes de canal

Se analizaron cuatro longitudes de canal diferentes correspondientes a las configuraciones W1F1 (15 cm), W1F2 (30 cm), W1F3 (45 cm) y W1F4 (125 cm), para el sujeto H con electrodos tipo III. Los resultados, que se muestran en la Fig. 5.29, reflejan que la ganancia obtenida no tiene gran dependencia con la longitud de canal, con valores de ganancia similares incluso para incrementos en la distancia de hasta 45 cm. De hecho, no se ha encontrado una recta de regresión capaz de ajustar los resultados obtenidos, como ocurrió en modo galvánico. Es más, para dicho acoplamiento se obtenían valores de atenuación mayores para distancias más pequeñas que las analizadas en modo capacitivo. Hallazgos similares fueron reportados en [50], donde múltiples medidas en diversos sujetos confirmaron que configuraciones *pecho-muñeca* con longitudes de canal en torno a 60 cm

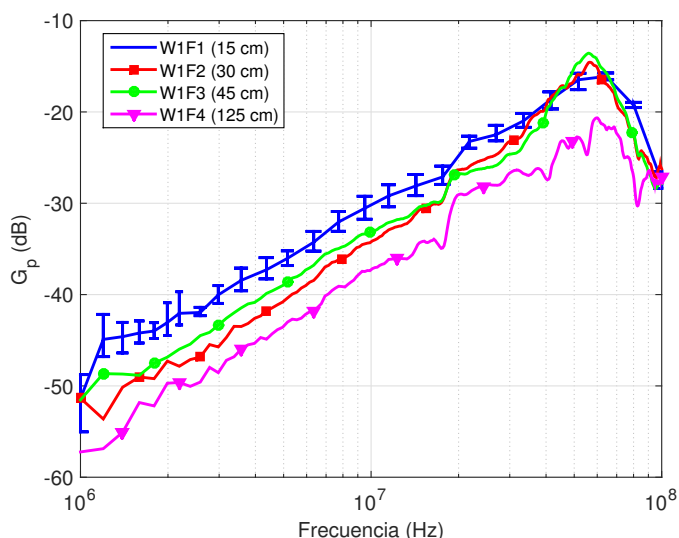


Figura 5.29 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo con diferentes longitudes de canal. Además, en el caso de la configuración W1F1 (15 cm) los resultados se representan mediante un diagrama de error en el que la línea continua representa el valor medio de las medidas a lo largo de diferentes días y las barras representan la desviación típica.

daban lugar a valores de atenuación incluso mayores que las obtenidas en otros esquemas *muñeca-muñeca* con distancias más largas de hasta 120 cm.

Resultados para diferentes electrodos

Con el fin de analizar la influencia del electrodo en la atenuación del canal IBC capacitivo, se probaron cuatro tipos diferentes (I-IV) para el caso del electrodo de señal S conectado al brazo, fijando el electrodo de tierra G como tipo IV. Las medidas fueron realizadas al sujeto H con la configuración de canal W1F2 (30 cm). Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5.30 donde puede verse que todos los electrodos presentan una tendencia en frecuencia similar. Se aprecia que los electrodos III y IV muestran un mayor valor de ganancia hasta los 60 MHz con una diferencia en torno a 10 dB en magnitud con respecto a los otros dos tipos. Sin embargo, a partir de esta frecuencia todos los resultados obtenidos convergen hacia el mismo valor.

Resultados para diferentes sujetos

Los resultados obtenidos para diferentes sujetos (H y M) se muestran en la Fig. 5.31 y fueron obtenidos con las mismas condiciones experimentales que las descritas en la Sección 5.3.2. A diferencia de los resultados obtenidos para el caso de acoplamiento galvánico, en los que se encontró una desviación de hasta 20 dB para los mismos sujetos, en el modo capacitivo se observa una diferencia en magnitud en torno a 3 dB, que no es significativa ya que puede considerarse cercana a la variabilidad encontrada para el

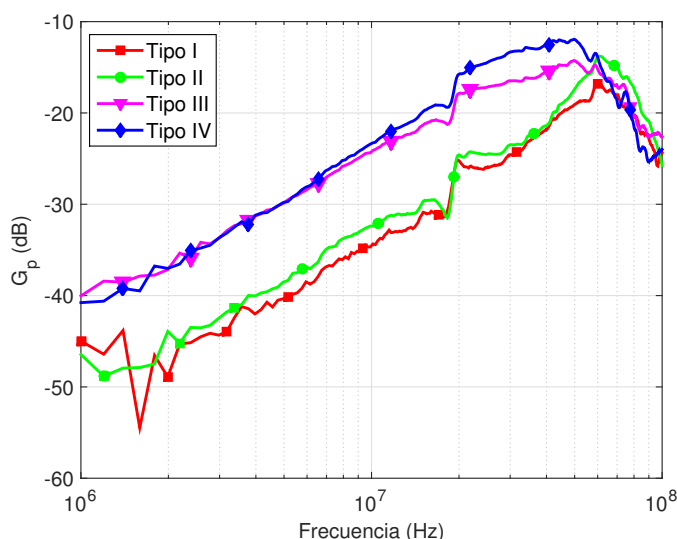


Figura 5.30 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo con diferentes tipos de electrodos de señal.

mismo sujeto a lo largo de diferentes días (1.2 dB). Esto puede deberse a las peculiaridades propias de esta técnica de acoplamiento, como es el predominio del canal de retorno a través del aire en detrimento del camino corporal. De ser así, es de esperar que la influencia de los tejidos internos sea limitada en comparación con el acoplamiento galvánico, en el que la señal viaja de forma íntegra a través de los mismos.

Resultados para diferentes partes del cuerpo

Se analizaron diferentes partes del cuerpo en modo capacitivo para el sujeto H y con electrodos de señal tipo III. En concreto, se analizaron las configuraciones W1F2 (brazo), T1T2 (torso), A1A2 (piernas) y B1B2 (espalda), tal y como se muestra en la Fig. 4.3. Los resultados obtenidos se presentan en la Fig. 5.32, en la que puede verse que la evolución frecuencial de la ganancia muestra un comportamiento similar para todas las configuraciones aplicadas. Sin embargo, se aprecia una mayor atenuación para torso y espalda mientras que las extremidades muestran un valor ligeramente menor en toda la banda estudiada. Los resultados obtenidos para configuraciones de más largo alcance se muestran a su vez en la Fig 5.33. Un dato interesante es que a pesar de cubrir diferentes distancias a lo largo del cuerpo humano, las distintas configuraciones analizadas volvieron a mostrar un valor de ganancia similar, sobre todo a altas frecuencias. A bajas frecuencias existe una diferencia en magnitud en torno a los 10 dB, siendo la configuración T1B1 que cubre el torso y la espalda la que dio lugar a un valor más elevado de atenuación.

Resultados para diferentes posiciones del sujeto

Al igual que en el modo galvánico, se estudiaron tres posiciones del sujeto H (sentado, de pie y andando) con electrodos de señal tipo III y la configuración corporal W1F2. Los

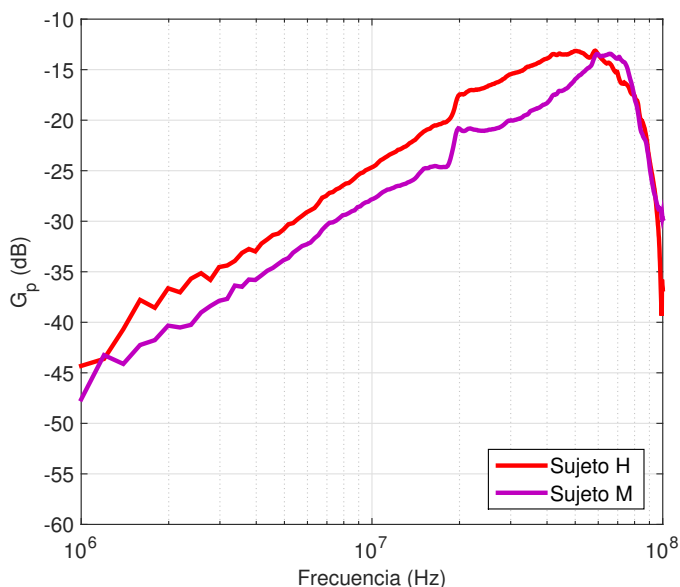


Figura 5.31 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo para dos sujetos con características antropométricas y sexo diferentes.

resultados obtenidos se representan en la Fig. 5.34 y muestran de nuevo una evolución frecuencial similar para las tres posiciones consideradas. Puede verse no obstante una ligera diferencia en magnitud entre las posiciones en las que el sujeto se encuentra sentado de aquellas en las que está de pie o andando. Una posible explicación a este fenómeno puede darse en base a la distancia existente entre el electrodo de tierra G y el plano de tierra externo, la cual se reduce a la mitad cuando el sujeto se encuentra sentado con respecto la posición de pie o andando. En este último caso, la ganancia observada fue ligeramente mayor, lo que parece indicar que conforme el electrodo G se acerca al plano de tierra externo aumenta el nivel de señal recibida en el extremo RX, como han sugerido otros autores en la literatura [45, 50, 178].

5.3.3 Comparación y discusión

En esta sección se ha abordado un estudio experimental exhaustivo de medidas IBC para sendas técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo, analizando variables clave en la transmisión como las frecuencias óptimas, la longitud de canal máxima, el tipo de electrodo, el efecto asociado a la postura y movimiento del sujeto, la parte del cuerpo considerada, etc. A modo de conclusión, la Tabla 5.4 muestra un resumen comparativo con algunos de los resultados más importantes obtenidos para cada una de estas técnicas. Por ejemplo, se ha identificado un rango de frecuencias óptimo dentro de la banda de estudio así como un alcance máximo para ambos tipos de acoplamiento, reflejando las diferencias inherentes a cada uno de ellos. Así, mientras que los resultados de ganancia obtenidos para

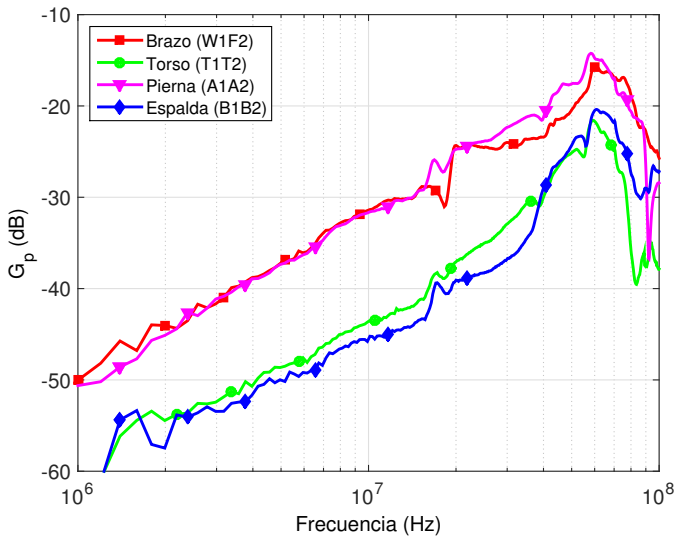


Figura 5.32 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo para cuatro partes del cuerpo diferentes: brazos, piernas, torso y espalda.

acoplamiento galvánico se encontraban siempre por debajo de -20 dB en todo el rango de frecuencia y para todas las distancias de canal consideradas, en el caso de acoplamiento capacitivo se observaron valores de ganancia cercanos a -15 dB para distancias de canal de hasta 45 cm. Respecto a esta última variable, la longitud de canal, cabe destacar que se han encontrado características muy diferentes para cada tipo de acoplamiento. Se ha comprobado que el acoplamiento galvánico presenta una gran sensibilidad a este parámetro, dando lugar a una disminución de la ganancia en torno a 10-15 dB para incrementos en la distancia de canal de tan sólo 5 cm. Al mismo tiempo, el acoplamiento capacitivo demostró tener un comportamiento prácticamente opuesto, sin mostrar una gran dependencia con respecto a la misma, cubriendo grandes distancias corporales en el orden de los metros sin presentar un decremento significativo en la ganancia medida. Con respecto al tipo de electrodos que optimizan la transmisión IBC, los resultados obtenidos para ambas técnicas de acoplo sugieren que el material de electrodo usado no tiene excesiva influencia en la característica de atenuación medida, con valores similares para diferentes materiales como AgCl, cobre y aluminio. Sí se observó en el caso de acoplamiento galvánico una ligera mejoría de la señal cuando se utilizaban electrodos comerciales de AgCl que incluían una fina capa de gel conductor. Este gel mejora las propiedades conductivas del electrodo y disminuyen la impedancia electrodo-piel, favoreciendo el paso de la corriente a través de dicha interfaz. Otros de los aspectos estudiados en esta sección incluyen la influencia de la parte del cuerpo sobre la que se realiza la medida y las características antropométricas de unos sujetos y otros, mostrando de nuevo diferencias significativas para cada una de las técnicas de acoplo galvánico y capacitivo, posiblemente debido a los diferentes caminos de

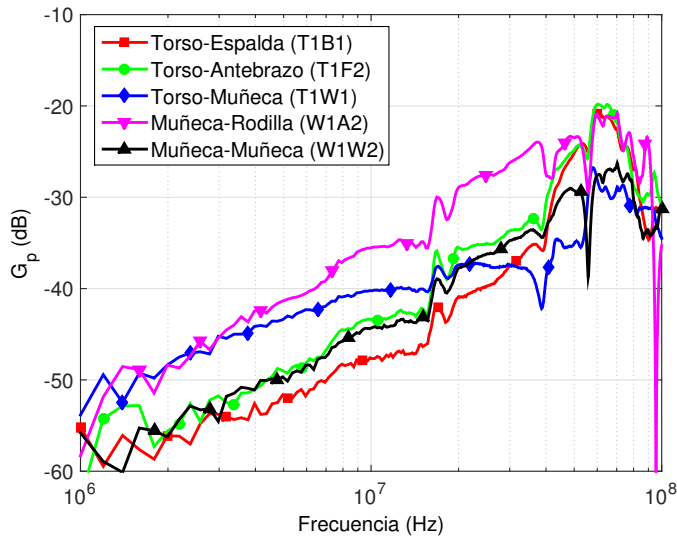


Figura 5.33 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo para diferentes configuraciones de larga distancia lo largo del cuerpo humano: del torso a la espalda, del torso al antebrazo, del torso a la muñeca, de la muñeca a la rodilla y de la muñeca a la muñeca.

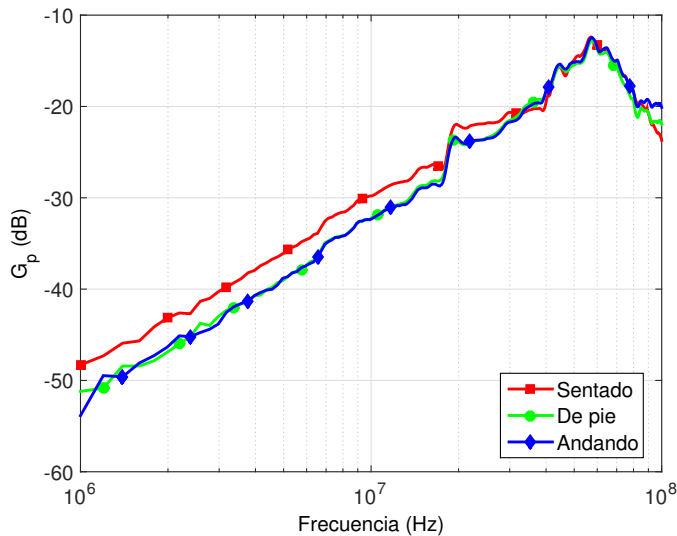


Figura 5.34 Resultados experimentales de ganancia de potencia para acoplamiento capacitivo para diferentes posiciones del sujeto: de pie, sentado y andando.

señal que se establecen para cada una de ellas: en el caso de acoplamiento galvánico, los mejores resultados de ganancia se observaron en aquellas partes del cuerpo que presentan una mayor superficie y área corporal como son la espalda y el torso; mientras que en el caso de acoplamiento capacitivo fueron las extremidades las que mostraron un mejor comportamiento. Una posible explicación puede ser que para el caso de acoplamiento capacitivo, uno de los caminos de señal es el camino de retorno que se establece a través del aire hacia la tierra externa. Cuando los electrodos se colocan en zonas corporales como espalda y torso, este camino se ve apantallado por la misma superficie corporal, de forma que las líneas de campo se concentran en torno a ésta causando un incremento de la atenuación medida. Por el contrario, cuando los electrodos se colocan en zonas más externas como las piernas y los brazos, el camino de retorno capacitivo se ve reforzado por una menor distancia con respecto al plano de tierra externo [50]. Una explicación similar puede darse para entender los resultados obtenidos con diferentes sujetos: en el caso de acoplamiento galvánico, los resultados de atenuación mostraron una gran dependencia con las características antropométricas de cada uno de estos, mientras que dicha dependencia no fue observada para el acoplamiento capacitivo, lo que de nuevo resalta las diferencias existentes entre los mecanismos de transmisión de una técnica y otra. De la misma forma, los caminos de señal que se establecen en los diferentes esquemas de acoplo determinan la influencia del estado postural y los movimientos de los sujetos bajo estudio [194]. En este sentido, como en el caso de acoplamiento galvánico la señal se desplaza a través de los tejidos corporales, este demostró no estar tan influenciado por los movimientos del sujeto y los cambios de posición [195–197]. Realizando un análisis comparativo de los resultados obtenidos para cada una de las técnicas de acoplo, puede derivarse la idoneidad de ambos métodos en su aplicación a redes de sensores corporales. Así, el acoplamiento galvánico parece ser un método de transmisión adecuado entre dispositivos colocados en el tronco o las extremidades a distancias cortas en un rango de frecuencia entre 10 y 100 kHz, banda en la cual se observa un máximo de ganancia. Al mismo tiempo, el acoplamiento capacitivo parece ofrecer un mejor comportamiento para aquellas aplicaciones que demanden distancias corporales más largas y a frecuencias mayores en el rango de los MHz. Sin embargo, el acoplamiento galvánico ha demostrado tener mayor robustez frente a interferencias externas y movimientos del sujeto, dado que la señal queda confinada en su mayor parte dentro de los tejidos internos. El acoplamiento capacitivo ha demostrado ser por el contrario vulnerable a la presencia de fuentes de ruido e interferencias que se introducen en el canal y degradan la calidad de la señal recibida, haciendo en ocasiones inviable la comunicación. De ahí que recientemente las líneas de investigación asociadas al estudio de este tipo de acoplamiento hayan ido dirigidas al análisis del ruido interferente a través del canal de retorno [167, 198–200]. En conclusión, ambas técnicas de acoplamiento presentan ventajas y desventajas asociadas a los diferentes mecanismos de transmisión de cada una de ellas, de forma que es necesario llegar a un compromiso en cada caso en función de los requisitos de cada aplicación, la frecuencia de operación, el alcance deseado y la robustez frente a interferencias externas.

Tabla 5.4 Comparación y discusión de los resultados de ganancia obtenidos para acoplamiento galvánico y capacitivo en función de diferentes aspectos analizados.

	Acoplamiento galvánico	Acoplamiento capacitivo
Rango de frecuencias óptimo	10-100 kHz	60-70 MHz
Longitud de canal	Distancias más cortas (hasta 25 cm)	Distancias más largas (hasta 150 cm)
Distancia inter-electrodo	Distancias más largas dan lugar a mejores resultados de ganancia	
Tipo de electrodo	-Ligeramente mejor con electrodos comerciales de AgCl -Importancia de una buena adherencia a la piel	-Ligeramente mejor con electrodos de cobre
Parte del cuerpo	-Mejores resultados de ganancia en el tronco	-Mejores resultados de ganancia en las extremidades
Características antropométricas	-Posible influencia de características como longitud y diámetro del brazo -Tejidos corporales como camino de señal predominante	-Resultados de ganancia similares para diferentes sujetos -Camino de retorno capacitivo como camino de señal predominante
Posición y movimientos del sujeto	Sin influencia en la ganancia medida	-Sensible a los movimientos -Ligeras diferencias entre sentado y de pie -Influencia de la distancia entre el electrodo de tierra y el plano de tierra externo

5.4 Resultados del análisis de la influencia del montaje experimental en la medida IBC

Una vez que el modelo eléctrico circuital *phantom* propuesto en la Sección 3.4 fue validado con medidas experimentales realizadas en el brazo humano (Ver Sección 5.2.3), este fue aplicado al análisis de diferentes montajes experimentales específicamente diseñados para el estudio de diferentes cuestiones técnicas de interés como la estrategia de aislamiento de las tierras internas de los dispositivos de medida, el efecto de cables y conectores, la influencia del valor de la resistencia de carga R_L en el extremo RX y el uso de diferentes equipos electrónicos como osciloscopios, ADEs y VNAs. Todos estos montajes fueron previamente descritos en la Sección 4.4, y tal como ahí se mencionó, el fin de utilizar este phantom circuital es evitar la incertidumbre y la variabilidad asociada a la toma de medidas en el propio cuerpo humano. A continuación se presentan los resultados obtenidos de este estudio ordenados en función de las distintas variables analizadas.

5.4.1 Aislamiento de las tierras

Los resultados obtenidos con los montajes experimentales A1-A4 y B, los cuales usan respectivamente equipos conectados a la toma de corriente y dispositivos alimentados a batería se muestran en la Fig. 5.35. En dicha figura las dos líneas continuas representan las simulaciones computacionales obtenidas a partir de las ecuaciones (3.23)-(3.28), para los dos casos en los que la tierra común se acopla al circuito ($Z_b \neq Z_d$, $Z_b = 0$) y ha sido aislada ($Z_b = Z_d$). La resistencia de carga R_L del osciloscopio digital MSO6032A usado se estableció como $1\text{ M}\Omega$ en estos experimentos. Un primer resultado que puede deducirse de la Fig. 5.35 es que ambas curvas de ganancia presentan la misma tendencia en frecuencia para los dos casos de tierra común y tierra aislada. La diferencia reside en que la curva obtenida con tierra común presenta un valor de ganancia 5 dB mayor que la obtenida con tierra aislada. Este resultado era previsible ya que cuando no se usa una estrategia de aislamiento de las tierras aparece un camino cableado entre el extremo TX y RX que da lugar a un valor de ganancia más optimista que aquel que se obtiene en un esquema galvánico puro. Además, puede verse también en esta figura que con los montajes A1, A2 y B se obtienen resultados experimentales que se ajustan satisfactoriamente a los simulados, mostrando así su validez en el rango de frecuencias bajo estudio. Por tanto, la opción de un único balun en el extremo TX (montaje experimental A2) parece ser una opción viable para el aislamiento de la tierra interna cuando se usan equipos conectados a la toma de corriente, ya que sus resultados son idénticos a los obtenidos con dispositivos alimentados a batería (montaje experimental B), en los que no existe dicho inconveniente. Por otro lado, los resultados obtenidos con los montajes A3 y A4 no se ajustan bien a las simulaciones del modelo equivalente presentando un desajuste a bajas frecuencias hasta los 70 kHz, con un error máximo en torno a los 18 dB a 10 kHz. Una característica común que presentan estos dos montajes es que ambos disponen de un balun en el extremo RX, el cual puede ser la causa de la desviación observada.

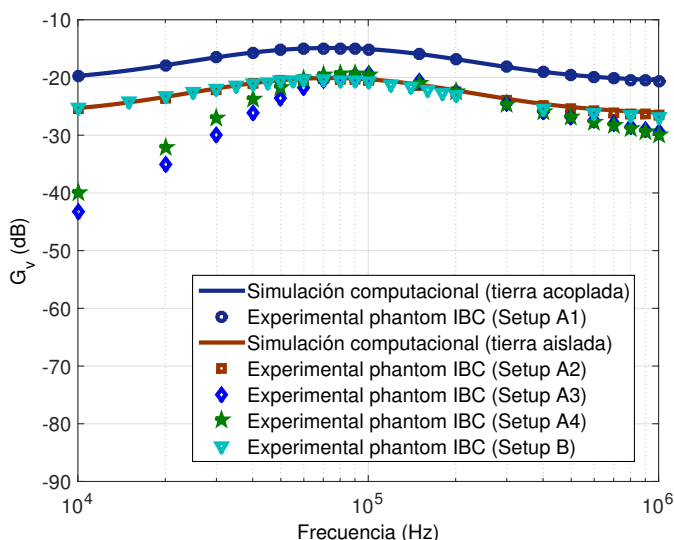


Figura 5.35 Comparación entre resultados de ganancia de voltaje simulados (línea continua) y obtenidos experimentalmente con el phantom IBC (marcadores) con los montajes A y B para diferentes estrategias de aislamiento de las tierras.

5.4.2 Efecto de cables y conectores

Los resultados obtenidos con el montaje A1 para tres tipos de cables se muestran en la Fig. 5.36. Esta figura muestra que la característica de ganancia obtenida experimentalmente coincide con las simulaciones de forma satisfactoria hasta 1 MHz y que un desajuste en torno a 10 dB empieza a ser notable a frecuencias más altas a partir de 4 MHz. Una posible causa es que a partir de esta frecuencia la ganancia se reduce debido a que parte de la señal inyectada en TX se atenúa y se radia a través de los cables y conexiones. Este fenómeno es incluso más evidente para el caso del cable coaxial cuando se usa una resistencia de carga de 1 M Ω , alcanzando una desviación máxima de 20 dB a 20 MHz. Estos resultados evidencian la importancia de comprobar el rango de funcionamiento de los montajes experimentales propuestos para evitar que este tipo de efectos indeseados se confundan con los valores reales de ganancia en el canal IBC. En este caso se ha corroborado que los montajes implementados ofrecen respuestas esperadas que se ajustan a las simulaciones computacionales hasta 1 MHz, límite de frecuencia que fue elegido con el fin de cumplir con la aproximación cuasi-estática en el contexto de una configuración galvánica pura.

5.4.3 Resistencia de carga

Para estudiar la influencia de la resistencia de carga en la ganancia del canal IBC se usó el montaje experimental A2 con dos valores de R_L diferentes y típicamente usados en la literatura como son 1 M Ω y 50 Ω . Al mismo tiempo, ambas expresiones de ganancia de voltaje y potencia, de acuerdo con las ecuaciones (3.23) y (3.24), han sido simuladas para

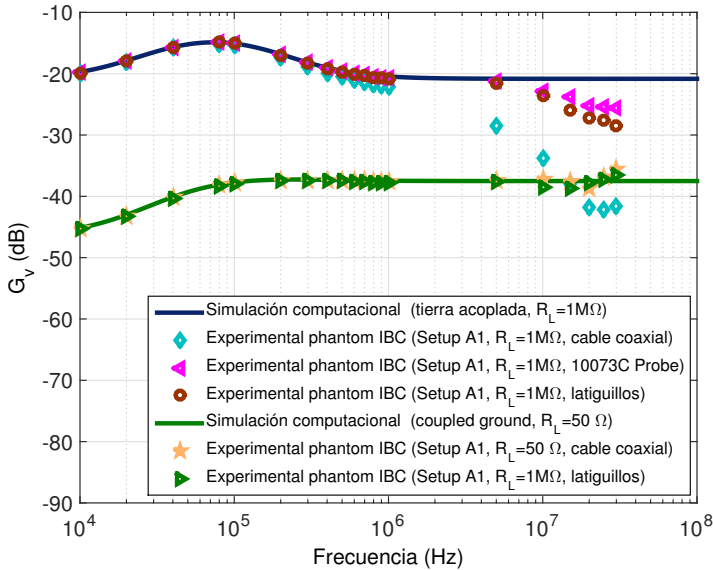


Figura 5.36 Comparación entre resultados de ganancia de voltaje simulados (línea continua) y obtenidos experimentalmente con el phantom IBC (marcadores) con el montaje experimental A1 para tres tipos de cables diferentes.

su comparación. Los resultados se muestran en la Fig. 5.37 y puede verse que para una resistencia de 50Ω , G_p y G_v coinciden. Sin embargo, para una resistencia de carga de $1 \text{ M}\Omega$ existe una diferencia en torno a 30 dB. Esta diferencia se debe al segundo término de la ecuación (3.24) y no sólo depende del valor de la resistencia de carga R_L usada sino también de la impedancia de entrada Z_{in} . Cabe destacar que, en este caso particular, se está usando un modelo circuital phantom para el cual el valor de Z_{in} es conocido, y por tanto, el cálculo de la ganancia G_p puede hacerse de forma inmediata a partir de (3.24). Sin embargo, cuando las medidas se realizan directamente sobre el cuerpo humano esta impedancia es a priori desconocida, y de hecho, raramente ha sido determinada experimentalmente por los autores en la literatura IBC, a excepción de [94]. Por otro lado, dado que el acoplamiento galvánico está basado en un fenómeno de conducción de corrientes en el que se perturba un potencial eléctrico, usualmente lo que se pretende es que dicha perturbación sea medible en el extremo RX. Por esta razón, algunos autores han realizado la caracterización del canal IBC galvánico en términos de una ganancia de voltaje en lugar de una de potencia. Los resultados de la Fig. 5.37 muestran que la curva obtenida con $1 \text{ M}\Omega$ ofrece mejores resultados en términos de ganancia de voltaje que aquellos hallados con una resistencia de 50Ω . Una posible explicación es que la impedancia del cuerpo humano no se encuentra adaptada a los 50Ω que presenta el dispositivo, sino que puede ser bastante mayor, especialmente a bajas frecuencias como las usadas en este tipo de acoplamiento. Por lo tanto, la asociación en paralelo de esta impedancia Z_{in} con una resistencia de 50Ω desvirtúa la medida dando lugar a un valor de voltaje en RX menor, lo que se traduce a su

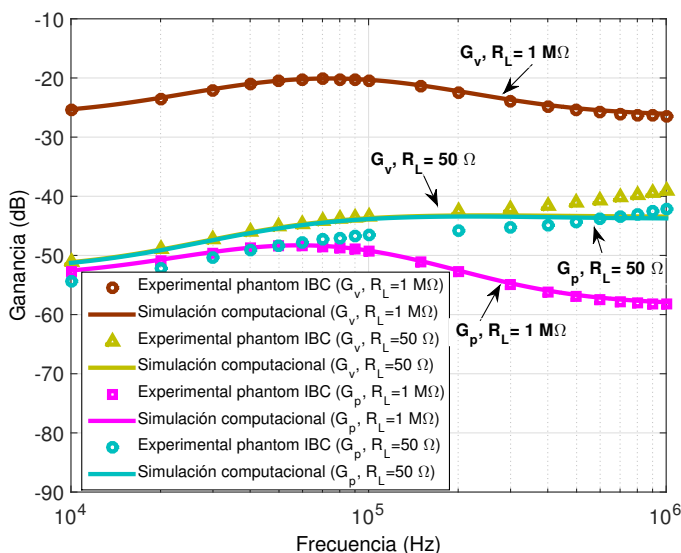


Figura 5.37 Comparación entre resultados de ganancia simulados (línea continua) y obtenidos experimentalmente con el phantom IBC (marcadores) con el montaje experimental A2 para dos valores de resistencia de carga R_L de 1 MΩ y 50 Ω.

vez en el decremento de la ganancia de voltaje observada. Otro aspecto a resaltar es que G_v presenta un máximo de ganancia en el rango comprendido entre 10 y 100 kHz para un valor de R_L igual a 1 MΩ, mientras que para una R_L de 50 Ω no se observa ningún máximo y la característica frecuencial de la ganancia medida es creciente con la frecuencia. Estos aspectos se analizan con mayor profundidad en la Fig. 5.38 en la que se muestran simulaciones de ambas expresiones de ganancia G_p y G_v en función de la resistencia de carga R_L para valores comprendidos entre 10 Ω y 1 MΩ y para tres frecuencias diferentes de 10, 100 y 1000 kHz. Los resultados obtenidos mediante simulación se comparan en esta misma figura con medidas experimentales obtenidas con el phantom. Puede verse que G_v y G_p tienden al mismo valor para resistencias de carga en el rango de las decenas de ohmios. También se observa que la característica frecuencial de la ganancia G_v es creciente con el valor de la resistencia de carga y tiende a un valor constante conforme dicha resistencia aumenta. Asimismo, la ganancia de potencia G_p presenta un máximo diferente para cada frecuencia, correspondiente a valores de R_L adaptados a los de Z_{in} . De esta forma, podría concluirse que desde la perspectiva de la ganancia de tensión G_v , el valor óptimo de resistencia de carga sería el mayor posible, en este estudio limitada a 1 MΩ. Desde la perspectiva de la ganancia de potencia G_p , un valor óptimo de R_L sería aquel que se aproxima al de la componente resistiva de Z_{in} en cada frecuencia concreta. Por lo tanto, a modo de conclusión, la medida del canal IBC con dispositivos que presentan resistencias de carga de 50 Ω no es óptima ni en términos de ganancia de voltaje ni en términos de ganancia de potencia.

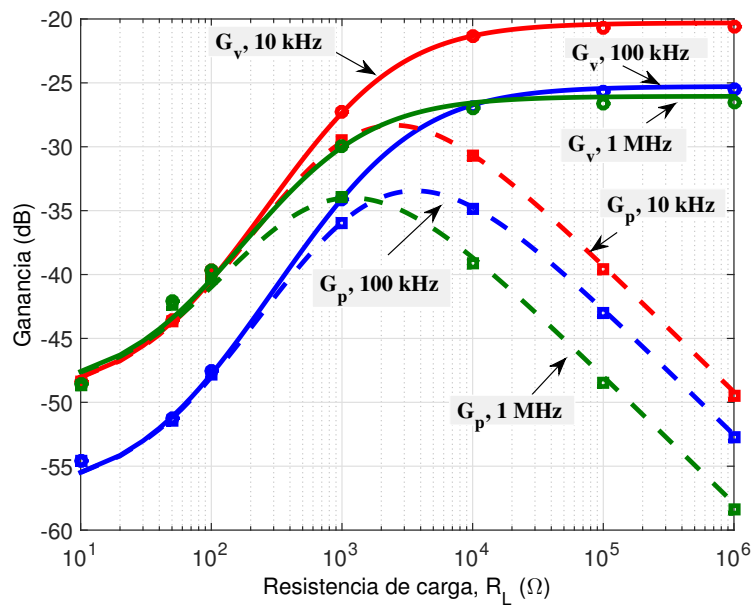


Figura 5.38 Resultados simulados de ganancia de voltaje G_v (línea continua) y ganancia de potencia G_p (línea discontinua) frente a la resistencia de carga R_L para tres frecuencias de 10, 100 y 1000 kHz (respectivamente representadas en color rojo, azul y verde). Los resultados experimentales obtenidos con el phantom IBC se presentan a su vez con marcadores.

5.4.4 Analizadores de espectro y vectorial de redes

Los resultados experimentales obtenidos con montajes formados por dispositivos RF como analizador de espectro (ADE) y analizador vectorial de red (VNA) pueden verse en la Fig. 5.39. Un aspecto a resaltar, ya mencionado anteriormente en la Sección 4.4.4, es que la frecuencia inicial a la que empiezan a coincidir los resultados simulados con los experimentales es de 300 kHz, correspondiente con la frecuencia inferior recomendada por el fabricante de este último dispositivo. De nuevo se analizaron dos configuraciones distintas correspondientes a los casos en que existe una tierra común y una tierra aislada. Los resultados muestran una diferencia de 5 dB entre ambos casos, al igual que se obtenía cuando ésta se medía con un osciloscopio. Sin embargo, a diferencia de lo que ocurría en ese caso para las diferentes configuraciones de los baluns, no se aprecia ahora ninguna diferencia entre los esquemas que presentan un único balun en TX y un balun añadido en RX (es decir, las configuraciones 2 y 3 de la Fig. 4.6). No obstante, una de las conclusiones más importantes que pueden derivarse de la inspección de la Fig. 5.39 es que existe una equivalencia entre la ganancia experimental medida con equipos RF y la obtenida con osciloscopios cuando se selecciona una resistencia R_L igual a 50 Ω (nótese que en este caso $G_p = G_v$).

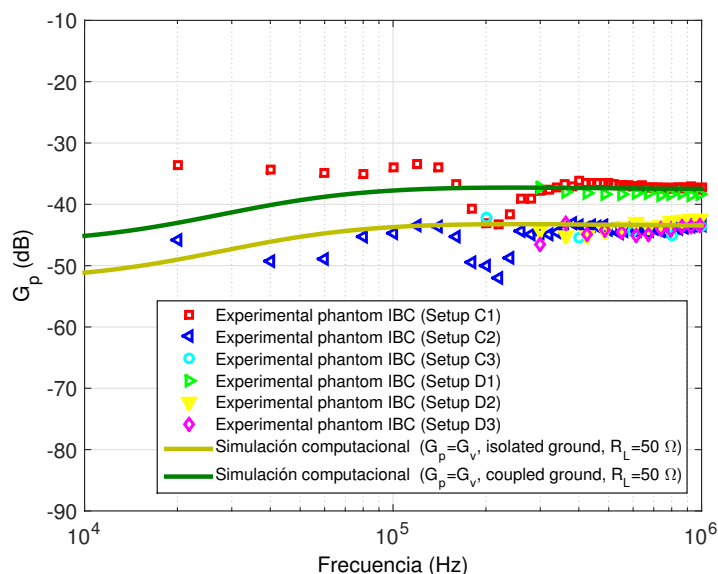


Figura 5.39 Comparación entre los resultados de ganancia de potencia obtenidos experimentalmente con los montajes C y D (marcadores) y simulaciones computacionales de ganancia (en este caso $G_p = G_v$, ya que $R_L = 50 \Omega$) para ambos casos de tierra común y tierra aislada (línea continua).

5.4.5 Comparación y discusión

A modo de discusión, los resultados obtenidos nos permiten derivar un conjunto de conclusiones prácticas que pueden servir de ayuda para el diseño de montajes experimentales IBC más precisos, las cuales se comentan a continuación:

- Para una medida realista de la ganancia en el canal IBC es necesario poner en práctica una estrategia de aislamiento de las tierras internas de los dispositivos de medida, evitando así que se acoplen de forma parásita al esquema experimental. Los resultados de este análisis sugieren que la propuesta del montaje experimental A2 (Ver Fig. 4.4) constituye una alternativa eficaz para aislar la tierra de los dispositivos conectados a la toma de corriente, ofreciendo resultados de atenuación similares a los que se obtienen con dispositivos alimentados a batería (montaje experimental B, ver Fig. 4.5) donde no existe tal inconveniente. Por el contrario, los montajes A3 y A4, los cuales disponen de un balun en el extremo RX, han sido descartados por presentar desviaciones en la atenuación medida a bajas frecuencias con respecto a las simulaciones previas.
- Se ha constatado la importancia de comprobar la frecuencia a partir de la cual el efecto de atenuación y radiación de cables y conectores empieza a ser notable. Esta frecuencia constituirá una limitación de los montajes experimentales implementados,

ya que reducirá el rango de operación de los mismos a frecuencias más bajas de las inicialmente planteadas. En este trabajo se ha podido apreciar que a partir de 1 MHz las desviaciones encontradas entre los resultados experimentales y los simulados empiezan a ser considerables como consecuencia de los efectos indeseados atribuidos a fenómenos de radiación y atenuación de los cables usados.

- Se ha visto que la ganancia de potencia G_p tiende al mismo valor que la ganancia de voltaje G_v para valores de resistencia de carga en el orden de las decenas de ohmios, para una determinada impedancia de entrada Z_{in} y frecuencia. De hecho, a nivel experimental, se ha encontrado una equivalencia entre la medida de G_p y la de G_v cuando se usan dispositivos RF y osciloscopios con una resistencia de carga $R_L = 50 \Omega$. Sin embargo, se ha comprobado también que el valor máximo de G_p se obtiene cuando se usan resistencias de carga adaptadas al valor de Z_{in} en una determinada frecuencia, dando lugar al pico que se observa en la Fig. 5.38. A su vez, el valor óptimo de G_v se obtiene para resistencias de carga elevadas a partir de 1 M Ω .
- Según lo comentado en el punto anterior, el uso de dispositivos RF con puertos adaptados a 50 Ω no parece ser la mejor opción en base a los resultados de ganancia, ya que no se obtiene una medida óptima ni en términos de ganancia de voltaje ni de potencia.

6 Conclusiones

Cree a aquellos que buscan la verdad; duda de los que la han encontrado.

ANDRÉ GIDE

En la Sección 1.3 se presentaban la hipótesis y los objetivos de esta tesis doctoral. El trabajo desarrollado ha abarcado un profundo estudio sobre la caracterización del cuerpo humano como canal de transmisión en el ámbito de las comunicaciones intracorporales IBC, siguiendo un enfoque de modelado y simulación mediante la propuesta de diferentes modelos de canal; así como un enfoque experimental mediante el desarrollo y la implementación de diferentes montajes para la toma de medidas. De los resultados derivados de la investigación realizada se pueden extraer un conjunto de conclusiones principales:

- 1. Se ha aportado un modelo de la piel mediante un símil de línea de transmisión con el que se ha conseguido relacionar la constante de propagación en el medio con algunas de las principales propiedades eléctricas de la piel.** Esto nos ha permitido obtener un conjunto de expresiones cerradas para la caracterización del canal corporal a través de variables clave como la atenuación y la dispersión, a partir de las cuales se ha podido realizar a su vez un análisis del ensanchamiento de los pulsos y el compromiso entre la tasa binaria y la probabilidad de error para diferentes esquemas de modulaciones digitales.
- 2. Se han propuesto modelos de canal eléctrico adaptados a cada una de las técnicas de acoplamiento galvánico y capacitivo en IBC, obteniéndose diferentes expresiones de la constante de propagación para cada una de ellas.** Se ha podido realizar un análisis comparativo identificándose las diferencias existentes entre una y otra en cuanto a la dependencia con variables como la frecuencia y la longitud de canal, lo que a su vez nos ha permitido establecer un rango de aplicación para cada una de ellas.

3. **Se ha profundizado en el conocimiento de los mecanismos bioeléctricos a nivel de tejido que explican la dependencia de la atenuación corporal con variables como la frecuencia, la longitud de canal y la distancia inter-electrodo.** En concreto, se ha simulado la distribución del campo eléctrico y la corriente eléctrica a partir de un modelo computacional del brazo humano, obteniéndose los caminos de señal hacia unos tejidos u otros en función de dichas variables. Estos resultados nos han ayudado a establecer un conjunto de conclusiones prácticas de diseño, así como a discriminar la frecuencia y la configuración óptima de los electrodos para la transmisión IBC galvánica entre dispositivos dispuestos sobre la superficie corporal o implantados.
4. **Se ha realizado un conjunto exhaustivo de medidas experimentales a partir de las cuales se ha obtenido una serie de recomendaciones para el dimensionamiento de los enlaces IBC en sus dos modalidades de acoplo,** en cuanto a rango de frecuencia, alcance máximo, configuración y posición óptima de los electrodos, zonas corporales y diferentes posiciones y posturas del sujeto bajo estudio.
5. **Se ha probado la utilidad y conveniencia de usar modelos físicos circuitales "phantom" para evitar la incertidumbre y la variabilidad intrínsecas a las medidas in-vivo,** permitiendo detectar los artefactos y otros efectos introducidos por los dispositivos electrónicos y las condiciones experimentales externas, como paso previo para la validación de los esquemas experimentales propuestos y los resultados obtenidos.
6. **Se han identificado algunas de las causas de las discrepancias observadas entre resultados de la literatura y se han obtenido un conjunto de especificaciones para el diseño de montajes de medida IBC galvánicos.** Estas especificaciones abarcan cuestiones técnicas de interés como estrategias de aislamiento de las tierras, influencia de la resistencia de carga, efecto de cables y conectores y uso de diferentes equipos de medida.

7 Aportaciones científicas a las que ha dado lugar esta tesis

ARTÍCULOS EN REVISTAS INDEXADAS EN JCR:

1. **Callejón, M.A.**; Reina-Tosina, J.; Naranjo-Hernández, D.; Roa, L.M., Measurement Issues in Galvanic Intrabody Communication: Influence of Experimental Setup, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol.62, no.11, pp. 2724-2732, Noviembre de 2015.
2. **Callejón, M.A.**; Reina Tosina, J.; Naranjo-Hernández, D.; Roa, L.M., Galvanic Coupling Transmission in Intrabody Communication: A Finite Element Approach, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol.61, no.3, pp. 775-783, Marzo de 2014.
3. **Callejón, M.A.**; Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., A Comprehensive Study Into Intrabody Communication Measurements, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.62, no.9, pp. 2446-2455, Septiembre de 2013.
4. **Callejón, M.A.**; Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., Distributed Circuit Modeling of Galvanic and Capacitive Coupling for Intrabody Communication, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol.59, no.11, pp. 3263-3269, Noviembre de 2012. Factor de Impacto: 2.278.
5. **Callejón, M.A.**; Roa, L.M.; Reina-Tosina, J.; Naranjo-Hernández, D., Study of Attenuation and Dispersion through the Skin in Intra-Body Communications Systems. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*. vol. 16, no. 1, pp. 159-165, Enero de 2012.

CAPÍTULOS DE LIBRO:

1. Roa, L.M.; Reina-Tosina, J.; **Callejón, M.A.**; Naranjo-Hernández, D.; Estudillo Valderrama, M.A, Intrabody Communication, *IEEE Handbook of Biomedical Telemetry*, Wiley-IEEE Press, Septiembre de 2014.

COMUNICACIONES EN ACTAS DE CONGRESOS INTERNACIONALES:

1. **Callejón, M.A.;** Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., Design and Validation of an Electric Circuit Phantom for Galvanic Intrabody Communication. *XIV Mediterranean Conference on Medical and Biological Engineering and Computing-MEDICON 2016*. Paphos, Chipre. Marzo de 2016.
2. **Callejón, M.A.;** Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., A Personalized Model for Galvanic Coupling in Intrabody Communication Systems. *3rd International Conference on Wireless Mobile Communication and Healthcare-MobiHealth 2012*. Paris, Francia. Noviembre de 2012.
3. **Callejón, M.A.;** Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., A First Approach to the Harmonization of Intrabody Communications Measurements. *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering 2012*. Beijing, China. Mayo de 2012.
4. **Callejón, M.A.;** Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., Naranjo-Hernández, D., A Distributed-parameter Approach to Model Galvanic and Capacitive Coupling for Intra-body Communications. *2nd International ICST Conference on Wireless Mobile Communication and Healthcare - MobiHealth 2011*, Kos, Grecia. Octubre de 2011.

COMUNICACIONES EN ACTAS DE CONGRESOS NACIONALES:

1. Naranjo-Hernández, D.; **Callejón, M.A.;** Roa, L.M.; J. Reina-Tosina, Propuesta y Validación de un Transmisor IBC basado en Acoplamiento Galvánico para el Análisis del Canal Corporal. *Actas del XXXIII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica (CASEIB 2015)*, Madrid, España, Noviembre de 2015.
2. **Callejón, M.A.;** Naranjo-Hernández, D.; Reina-Tosina, J.; Roa, L.M., Evaluación Experimental de las Técnicas de Acoplamiento Galvánico y Capacitivo en Comunicaciones Intracorporales. *Actas del XXX Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica (CASEIB 2012)*, San Sebastián, España, Noviembre de 2012.
3. **Callejón, M.A.;** Reina-Tosina, J.; Roa, L.M.; Naranjo-Hernández, D., Modelado de la Piel como Medio de Transmisión en Sistemas de Comunicaciones Intracorporales, *Actas del XXIX Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica (CASEIB 2011)*, Cáceres, España, 2011.
4. **Callejón, M.A.;** Reina-Tosina, J.; Roa, L. M., Modelado de la Piel como Medio de Transmisión en Sistemas de Comunicaciones Intracorporales. XXXII Jornadas de Automática. Sevilla, España. Septiembre de 2011.
5. **Callejón, M.A.;** Castaño, M.M.; Roa, L. M.; Reina-Tosina, J., Propuesta de Modelado del Potencial Transcutáneo de la Piel. *Actas del XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica (CASEIB 2009)*, Cádiz, España, Noviembre de 2009.
6. **Callejón, M.A.;** Castaño, M.M., Roa, L.M.; Reina, J, Propuesta de Modelado de la Propagación por Piel para Estudios de Atenuación en Comunicaciones Intracorporales. *Actas del XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica (CASEIB 2009)*, Cádiz, España, Noviembre de 2009.

Índice de Figuras

1.1	Esquema de red de área corporal con enlaces IBC	4
1.2	Esquema de técnica de acoplamiento capacitivo	5
1.3	Esquema de técnica de acoplamiento galvánico	6
2.1	Permitividad relativa de la piel seca, la grasa subcutánea, el músculo y el hueso	16
2.2	Conductividad eléctrica de la piel seca, la grasa subcutánea, el músculo y el hueso	16
2.3	Densidad de corriente a bajas y altas frecuencias a través del medio extra e intracelular	17
2.4	Estructura anatómica de la piel	18
2.5	Diagrama de Wessel de la admitancia transcutánea	20
2.6	Evolución frecuencial de la conductancia G y la susceptancia B de la piel	21
2.7	Modelo eléctrico circuital equivalente de un electrodo biopotencial	22
2.8	Impedancia de electrodos de AgCl y cobre	23
3.1	Modelo de transmisión por piel de parámetros distribuidos	28
3.2	Modelo de propagación por piel como línea de transmisión	29
3.3	Circuitos equivalentes para acoplamiento galvánico y capacitivo	33
3.4	Geometría y descripción del modelo FEM propuesto para el brazo humano	34
3.5	Mallado del modelo FEM propuesto para el brazo humano	36
3.6	Esquema para cálculo de la ganancia con el modelo FEM del brazo humano	38
3.7	Modelo eléctrico circuital phantom IBC	39
3.8	Modelo eléctrico circuital phantom IBC con resistencias internas	41
4.1	Imagen de los electrodos usados en la experimentación IBC	45
4.2	Montaje experimental de medida (arriba) y configuración de los electrodos sobre el cuerpo en el esquema experimental galvánico (abajo)	46
4.3	Montaje experimental de medida (arriba) y configuración de los electrodos sobre el cuerpo en el esquema experimental capacitivo (abajo)	49
4.4	Montaje experimental A para el estudio de diferentes estrategias de tierra en IBC	52
4.5	Montaje experimental B para el estudio de diferentes estrategias de tierra en IBC	52

4.6	Montajes experimentales C y D para el estudio de la atenuación IBC con dispositivos RF	53
5.1	Resultados de atenuación del modelo de la piel como línea de transmisión	57
5.2	Simulaciones de la piel como línea de transmisión para diferentes longitudes de canal	58
5.3	Resultados simulados de atenuación para acoplamiento galvánico y diferentes distancias	59
5.4	Resultados simulados de atenuación para acoplamiento capacitivo y diferentes distancias	61
5.5	Resultados simulados de atenuación y dispersión para un pulso gaussiano	63
5.6	Resultados simulados de atenuación y dispersión para un pulso cuadrado	63
5.7	BER frente a R_b para diferentes esquemas de modulación	64
5.8	Magnitud y fase de los resultados simulados de bioimpedancia Z_0	66
5.9	Diagrama de Cole para la bioimpedancia simulada Z_0	66
5.10	Simulación de la distribución de campo eléctrico en el brazo humano	68
5.11	Resultados simulados de valor medio de campo eléctrico a través del brazo humano	68
5.12	Simulación de la distribución de corriente eléctrica en el brazo humano	69
5.13	Resultados simulados de porcentaje de corriente a través de diferentes tejidos del brazo	70
5.14	Resultados simulados de atenuación específica frente a longitud de canal	71
5.15	Resultados simulados de atenuación específica frente a distancia inter-electrodo	73
5.16	Influencia de los parámetros transversales del modelo eléctrico phantom	74
5.17	Influencia de los parámetros k_1 y k_2 del modelo eléctrico phantom	75
5.18	Fotografía del phantom eléctrico circuital para acoplamiento galvánico IBC	76
5.19	Resultados simulados de ganancia con el modelo phantom para diferentes valores de R_L	77
5.20	Resultados experimentales con phantom y en brazo para diferentes valores de R_L	77
5.21	Resultados experimentales de ganancia para diferentes días y distancias en galvánico	82
5.22	Resultados experimentales de ganancia frente a longitud de canal en modo galvánico	83
5.23	Resultados experimentales para diferentes distancias inter-electrodo en galvánico	84
5.24	Resultados experimentales de ganancia frente a distancia inter-electrodo en galvánico	85
5.25	Resultados experimentales de ganancia para diferentes electrodos en modo galvánico	85
5.26	Resultados experimentales de ganancia para diferentes sujetos en modo galvánico	86
5.27	Resultados experimentales de ganancia para diferentes partes del cuerpo en galvánico	87
5.28	Resultados experimentales de ganancia para diferentes posiciones en modo galvánico	88
5.29	Resultados experimentales de ganancia para diferentes distancias de canal en capacitivo	89
5.30	Resultados experimentales de ganancia para diferentes electrodos en modo capacitivo	90
5.31	Resultados experimentales de ganancia para diferentes sujetos en modo capacitivo	91

5.32	Resultados experimentales de ganancia para diferentes partes del cuerpo en capacitivo	92
5.33	Resultados experimentales de ganancia para diferentes configuraciones en capacitivo	93
5.34	Resultados experimentales de ganancia para diferentes posiciones en modo capacitivo	93
5.35	Resultados de ganancia de voltaje para diferentes estrategias de aislamiento de tierra	97
5.36	Resultados de ganancia de voltaje para diferentes tipos de cable	98
5.37	Resultados de ganancia para diferentes valores de resistencia de carga	99
5.38	Resultados de ganancia frente a resistencia de carga	100
5.39	Resultados de ganancia de potencia con dispositivos de medida ADE y VNA	101

Índice de Tablas

2.1	Parámetros de la ecuación de Cole reportados por Gabriel <i>et al.</i>	15
2.2	Características circuitales de varios electrodos comerciales usados en la literatura IBC	23
3.1	Parámetros del modelo FEM propuesto para acoplamiento galvánico	35
4.1	Características antropométricas de los sujetos bajo estudio	45
4.2	Características de los electrodos usados en la experimentación IBC	45
4.3	Parámetros experimentales del montaje de acoplamiento galvánico	47
4.4	Parámetros experimentales del montaje de acoplamiento capacitivo	48
5.1	Modelo de tres dispersiones de Cole para la bioimpedancia simulada Z_0	67
5.2	Parámetros del modelo circuital phantom	76
5.3	Comparación de los modelos IBC propuestos	80
5.4	Comparación de los resultados de ganancia para acoplamiento galvánico y capacitivo	95

Bibliografía

- [1] G. Eysenbach, “What is e-health?” *J. Med. Internet Res.*, vol. 3, no. 2, pp. 1–5, 2001.
- [2] H. K. Andreassen, M. M. Bujnowska-Fedak, C. E. Chronaki, R. C. Dumitru, I. Pudule, S. Santana, H. Voss, and R. Wynn, “European citizens' use of E-health services: A study of seven countries,” *BMC Public Health*, vol. 7, no. 1, p. 53, 2007.
- [3] H. T. Kankeu, P. Saksena, K. Xu, and D. B. Evans, “The financial burden from non-communicable diseases in low- and middle-income countries: a literature review.” *Health Res. Policy Syst.*, vol. 11, no. 1, p. 31, Jan. 2013.
- [4] C. Koutras, M. Bitsaki, G. Koutras, C. Nikolaou, and H. Heep, “Socioeconomic impact of e-Health services in major joint replacement: A scoping review.” *Technol. Health Care*, vol. 23, no. 6, pp. 809–17, Oct. 2015.
- [5] N. Maglaveras, P. Bonato, and T. Tamura, “Guest Editorial Special Section on Personal Health Systems,” *IEEE Trans. Inf. Technol. Biomed.*, vol. 14, no. 2, pp. 360–363, Mar. 2010.
- [6] X.-F. Teng, Y.-T. Zhang, C. C. Y. Poon, and P. Bonato, “Wearable medical systems for p-Health.” *IEEE Rev. Biomed. Eng.*, vol. 1, pp. 62–74, Jan. 2008.
- [7] A. Honka, K. Kaipainen, H. Hietala, and N. Saranummi, “Rethinking health: ICT-enabled services to empower people to manage their health.” *IEEE Rev. Biomed. Eng.*, vol. 4, pp. 119–39, Jan. 2011.
- [8] M. J. Ball and J. Lillis, “E-health: transforming the physician/patient relationship,” *Int. J. Med. Inform.*, vol. 61, no. 1, pp. 1–10, Apr. 2001.
- [9] K. S. Nikita, *Handbook of Biomedical Telemetry*. Wiley-IEEE Press, 2014, ch. Introduction to Biomedical Telemetry, pp. 1–23.

- [10] R. D. Black, "Recent Advances in Translational Work on Implantable Sensors," *IEEE Sens. J.*, vol. 11, no. 12, pp. 3171–3182, Dec. 2011.
- [11] S. Rao and J.-C. Chiao, "Body Electric: Wireless Power Transfer for Implant Applications," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 2, pp. 54–64, mar 2015.
- [12] J. Georgiou and C. Toumazou, "A 126-/spl mu/W cochlear chip for a totally implantable system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 2, pp. 430–443, Feb. 2005.
- [13] B. G. Celler and R. S. Sparks, "Home telemonitoring of vital signs—technical challenges and future directions," *IEEE J. Biomed. Heal. informatics*, vol. 19, no. 1, pp. 82–91, Jan. 2015.
- [14] G. J. Goddard, William A and Brenner, Donal W and Lyshevski, Sergei E and Iafrate, Ed., *Handbook of Nanoscience, Engineering, and Technology, Third Edition*. CRC Press, 2012.
- [15] R. Gómez-Martínez, A. M. Hernández-Pinto, M. Duch, P. Vázquez, K. Zinoviev, E. J. de la Rosa, J. Esteve, T. Suárez, and J. A. Plaza, "Silicon chips detect intracellular pressure changes in living cells." *Nat. Nanotechnol.*, vol. 8, no. 7, pp. 517–21, Jul. 2013.
- [16] A. A. Yanik, "Ultrasensitive optofluidic-nanoplasmonic BioNEMS for life sciences and point-of-care diagnostics," in *Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng.*, J. Kubby and G. T. Reed, Eds., vol. 8990. SPIE, Mar. 2014, p. 89900R.
- [17] C.-L. Wei, Y.-C. Lin, T.-A. Chen, R.-Y. Lin, and T.-H. Liu, "Respiration detection chip with integrated temperature-insensitive MEMS sensors and CMOS signal processing circuits." *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 9, no. 1, pp. 105–12, Feb. 2015.
- [18] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements. - Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification," pp. 0_1–580, 2005.
- [19] (2016, Feb.) Bluetooth Special Interest Group web site: <https://www.bluetooth.org/en-us>.
- [20] M. Siekkinen, M. Hienkari, J. K. Nurminen, and J. Nieminen, "How low energy is bluetooth low energy? Comparative measurements with ZigBee/802.15.4," in *2012 IEEE Wirel. Commun. Netw. Conf. Work.* IEEE, Apr. 2012, pp. 232–237.
- [21] J.-S. Lee, Y.-W. Su, and C.-C. Shen, "A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi," in *IECON 2007 - 33rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.* IEEE, 2007, pp. 46–51.
- [22] (2016, Feb.) Zigbee Alliance web site: <http://www.zigbee.org>.

- [23] "IEEE Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment - Physical Layer (PHY) Specifications for," pp. 1–133, 2013.
- [24] (2016, Feb.) Bluetooth Smart: <http://www.bluetooth.com/Pages/Bluetooth-Smart.aspx>.
- [25] J. C. Lin and K. S. Nikita, Eds., *Wireless Mobile Communication and Healthcare*, ser. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011, vol. 55.
- [26] M. Al Ameen, J. Liu, and K. Kwak, "Security and privacy issues in wireless sensor networks for healthcare applications." *J. Med. Syst.*, vol. 36, no. 1, pp. 93–101, Mar. 2012.
- [27] E. Sazonov and M. R. Neuman, *Wearable sensors: Fundamentals, implementation and applications*. Elsevier Inc., 2014.
- [28] A. Alomainy, Y. Hao, and F. Pasveer, *Antennas for Wearable Devices*. John Wiley & Sons, Ltd, 2007, pp. 197–229.
- [29] S. Sarkar and S. Misra, "From Micro to Nano: The Evolution of Wireless Sensor-Based Health Care." *IEEE Pulse*, vol. 7, no. 1, pp. 21–5, jan 2016.
- [30] J. Y. Khan, M. R. Yuce, G. Bulger, and B. Harding, "Wireless Body Area Network (WBAN) design techniques and performance evaluation." *J. Med. Syst.*, vol. 36, no. 3, pp. 1441–57, Jun. 2012.
- [31] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, and A. Jamalipour, "Wireless Body Area Networks: A Survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1658–1686, Jan. 2014.
- [32] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks," pp. 1–271, 2012.
- [33] S. L. Cotton and W. G. Scanlon, "Channel modeling of narrowband body-centric wireless communication systems," in *Wirel. Body Area Networks Technol. Implement. Appl.* Pan Stanford Publishing Pte. Ltd., 2011, pp. 323–348.
- [34] X. Wang, "UWB for around-the-body data streaming," in *Ultra-Wideband and 60 GHz Communications for Biomedical Applications*, M. R. Yuce, Ed. Springer US, 2014, pp. 45–66.
- [35] C. K. Ho, J. H. Cheong, J. Lee, V. Kulkarni, P. Li, X. Liu, and M. Je, "High Bandwidth Efficiency and Low Power Consumption Walsh Code Implementation Methods for Body Channel Communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 9, pp. 1867–1878, Sep. 2014.

- [36] T. G. Zimmerman, "Personal Area Networks: Near-field intrabody communication," *IBM Syst. J.*, vol. 35, no. 3.4, pp. 609–617, 1996.
- [37] T. G. Zimmerman, "Personal area network," Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Jun. 1995.
- [38] V. Lučev, I. Krois, and M. Cifrek, "Intrabody communication in biotelemetry," in *Lect. Notes Electr. Eng.*, vol. 75 LNEE, 2010, pp. 351–368.
- [39] M. A. Estudillo, D. Naranjo, L. M. Roa, and J. Reina-Tosina, *Handbook of Research on Developments in E-Health and Telemedicine*, M. M. Cruz-Cunha, A. J. Tavares, and R. Simoes, Eds. IGI Global, 2010.
- [40] J. E. Ferguson and A. D. Redish, "Wireless communication with implanted medical devices using the conductive properties of the body," *Expert Rev. Med. Devices*, vol. 8, no. 4, pp. 427–33, Jul. 2011.
- [41] S. Warren and B. Natarajan, *Wearable Monitoring Systems*, A. Bonfiglio and D. De Rossi, Eds. Boston, MA: Springer US, 2011.
- [42] Y.-S. Lin, C.-C. Wang, Y.-C. Liao, and S.-S. Lu, "Design and implementation of intrabody communication hub/alarm unit in IBC platform for fall prevention system," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, no. 10, pp. 2345–2351, Oct. 2014.
- [43] M. Seyedi, B. Kibret, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "A survey on intrabody communications for body area network applications," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, no. 8, pp. 2067–79, Aug. 2013.
- [44] M. D. Pereira, G. A. Alvarez-Botero, and F. R. de Sousa, "Characterization and Modeling of the Capacitive HBC Channel," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [45] R. Xu, H. Zhu, and J. Yuan, "Electric-field intrabody communication channel modeling with finite-element method," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 58, no. 3, pp. 705–12, Mar. 2011.
- [46] K. Hachisuka, Y. Terauchi, Y. Kishi, T. Hirota, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Ito, "Simplified Circuit Modeling and Fabrication of Intrabody Communication Devices," in *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS '05.*, no. 1, 2005, pp. 461–464.
- [47] K. Hachisuka, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao, "Intrabody data transmission for the personal area network," *Microsyst. Technol.*, no. 11, pp. 1020–1027, 2005.
- [48] J. Hwang, H. Myoung, T. Kang, S. Kim, J. Kim, C. Hyoung, H. Park, I. Lim, J. Kim, K. Kim, and S. Kang, "Reverse effect of ground electrode on the signal loss of human body communication," *2008 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 3, pp. 1–4, Jul. 2008.

- [49] J. Bae and H.-J. Yoo, "The Effects of Electrode Configuration on Body Channel Communication Based on Analysis of Vertical and Horizontal Electric Dipoles," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 4, pp. 1409–1420, Apr. 2015.
- [50] R. Xu, W. C. Ng, H. Zhu, H. Shan, and J. Yuan, "Equation environment coupling and interference on the electric-field intrabody communication channel," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 59, no. 7, pp. 2051–9, Jul. 2012.
- [51] M. S. Wegmueller, "Intra-Body Communication for Biomedical Sensor Networks," Ph.D. dissertation, ETH Zurich, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zurich, Jul. 2007.
- [52] A. Callejón, J. Reina-Tosina, D. Naranjo-Hernández, and L. M. Roa, "Galvanic coupling transmission in intrabody communication: a finite element approach," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 61, no. 3, pp. 775–83, Mar. 2014.
- [53] V. De Santis and M. Feliziani, "Intra-body channel characterization of medical implant devices," in *EMC Europe 2011 York*, 2011, pp. 816–819.
- [54] M. Swaminathan, G. Schirner, and K. R. Chowdhury, "Optimization of energy efficient relay position for galvanic coupled intra-body communication," in *2015 IEEE Wirel. Commun. Netw. Conf.* IEEE, Mar 2015, pp. 1725–1730.
- [55] Y. Yoshino, M. Taki, A. Furuya, N. Shibata, M. Shinagawa, and M. Hattori, "Induced voltage to an implantable cardiac pacemaker in a voxel human model by a near-field intra-body communication device," in *2011 XXXth URSI Gen. Assem. Sci. Symp.* IEEE, Aug. 2011, pp. 1–4.
- [56] E. V. Deventer, D. Simunic, and M. Repacholi, *EMF Standards for Human Health*, CRC Press, Ed. Handbook of biological effects of electromagnetic fields: Biological and medical aspects of electromagnetic fields, 2007.
- [57] A. Ahlbom, U. Bergqvist, J. H. Bernhardt, J. P. Cesarini, L. A. Court, M. Grandolfo, M. Hietanen, A. F. McKinlay, M. H. Repacholi, D. H. Sliney, J. A. J. Stolwijk, M. L. Swicord, L. D. Szabo, M. Taki, T. S. Tenforde, H. P. Jammet, and R. Matthes, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Phys.*, vol. 74, no. 4, pp. 494–521, 1998.
- [58] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–36, Dec. 2010.
- [59] M. Wegmueller, M. Oberle, N. Felber, N. Kuster, and W. Fichtner, "Signal Transmission by Galvanic Coupling Through the Human Body," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 4, pp. 963–969, Apr. 2010.
- [60] L. Roa, J. Reina-Tosina, A. Callejon-Leblic, D. Naranjo, and M. A. Estudillo-Valderrama, *Handbook of Biomedical Telemetry*. Wiley-IEEE Press, 2014, ch. Intrabody Communication, pp. 252–300.

- [61] Y. Yoshino, S. Igo, M. Katsuragi, and M. Taki, "Assessment of human exposure to electromagnetic field from an intra-body communication device using intermediate-frequency electric field," in *Int. Symp. Electromagn. Compat. - EMC Eur.* IEEE, Sep. 2012, pp. 1–4.
- [62] Y.-T. Lin, Y.-S. Lin, C.-H. Chen, H.-C. Chen, Y.-C. Yang, and S.-S. Lu, "A 0.5-V Biomedical System-on-a-Chip for Intrabody Communication System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 690–699, Feb. 2011.
- [63] J. Bae, K. Song, H. Lee, H. Cho, and H.-J. Yoo, "A 0.24-nJ/b Wireless Body-Area-Network Transceiver With Scalable Double-FSK Modulation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 1, pp. 310–322, Jan. 2012.
- [64] J. Bae, K. Song, H. Lee, H. Cho, and H.-J. Yoo, "A Low-Energy Crystal-Less Double-FSK Sensor Node Transceiver for Wireless Body-Area Network," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 11, pp. 2678–2692, Nov. 2012.
- [65] H.-Y. Shih and Y.-C. Chang, "68.4 [micro sign]W 400 MHz intrabody communication receiver front-end for biomedical applications," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 3, p. 143, 2012.
- [66] J. Lee, V. V. Kulkarni, C. K. Ho, J. H. Cheong, P. Li, J. Zhou, W. Da Toh, X. Zhang, Y. Gao, K. W. Cheng, X. Liu, and M. Je, "30.7 A 60Mb/s wideband BCC transceiver with 150pJ/b RX and 31pJ/b TX for emerging wearable applications," in *2014 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Pap.* IEEE, Feb. 2014, pp. 498–499.
- [67] M. Seyedi, Z. Cai, D. T. H. Lai, and F. Rivet, "An Energy-Efficient Pulse Position Modulation Transmitter for Galvanic Intrabody Communications," *Proc. 4th Int. Conf. Wirel. Mob. Commun. Healthc. - "Transforming Healthc. through Innov. Mob. Wirel. Technol.*, pp. 192–195, 2014.
- [68] H. Wang and C. S. Choy, "A novel high speed, low power IntraBody Communication Receiver Front End based on sampling rate boosting switched-capacitor filter," in *2014 IEEE 57th Int. Midwest Symp. Circuits Syst.* IEEE, Aug. 2014, pp. 872–875.
- [69] H. Wang, J. Wang, and C. S. Choy, "A 2.5-Mbps, 170-cm transmission distance IntraBody communication receiver front end design and its synchronization technique research," in *2014 IEEE 57th Int. Midwest Symp. Circuits Syst.* IEEE, Aug. 2014, pp. 643–646.
- [70] C.-H. Hyoung, J.-H. Hwang, S.-W. Kang, S.-O. Park, and Y.-T. Kim, "A Feasibility Study on the Adoption of Human Body Communication for Medical Service," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 62, no. 2, pp. 169–173, Feb. 2015.
- [71] H. Wang, X. Tang, C. S. Choy, K. N. Leung, and K. P. Pun, "A 5.4-mW 180-cm Transmission Distance 2.5-Mb/s Advanced Techniques-Based Novel Intrabody Communication Receiver Analog Front End," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. Syst.*, pp. 1–1, 2015.

- [72] C. C. Chung, C. T. Chang, and C. Y. Lin, "A 1 Mbps 40 Mbps human body channel communication transceiver," in *VLSI Des. Autom. Test(VLSI-DAT)*. IEEE, Apr. 2015, pp. 1–4.
- [73] Y. L. Tsou, C.-S. A. Gong, N. C. Cheng, Y. Lee, and C. F. Jou, "Integrated Biosensing Platform Based on a 1.74-mW -90-dBm Sensitivity Dual- Mode-Operation Receiver for IEEE 802.15.6 Human Body Communication Standard," *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 6, pp. 3317–3327, Jun. 2015.
- [74] J. M. L. P. Caldeira, J. A. F. Moutinho, B. Vaidya, P. Lorenz, and J. J. P. C. Rodrigues, "Intra-body Temperature Monitoring Using a Biofeedback Solution," in *2010 Second Int. Conf. eHealth, Telemedicine, Soc. Med.* IEEE, Feb. 2010, pp. 119–124.
- [75] T. Kobayashi, Y. Shimatani, and M. Kyoso, "Application of near-field intra-body communication and spread spectrum technique to vital-sign monitor evaluation of error rate in ambulatory status," in *2013 7th Int Symp Med Inf Commun Technol*. IEEE, Mar. 2013, pp. 5–8.
- [76] A. H. A. Razak, A. Zayegh, R. K. Begg, M. Seyedi, and D. T. Lai, "BFSK modulation to compare intra-body communication methods for foot plantar pressure measurement," in *2013 7th IEEE GCC Conf. Exhib.* IEEE, Nov. 2013, pp. 172–176.
- [77] S. X. Lu, "Personal authentication using the fingerprints of intra-body radio propagation channels," in *2013 7th Int. Symp. Med. Inf. Commun. Technol.* IEEE, Mar. 2013, pp. 159–163.
- [78] Z. Nie, Y. Liu, C. Duan, Z. Ruan, J. Li, and L. Wang, "Wearable biometric authentication based on human body communication," in *2015 IEEE 12th Int. Conf. Wearable Implant. Body Sens. Networks*. IEEE, Jun. 2015, pp. 1–5.
- [79] H. Oguma, N. Nobata, K. Nawa, T. Mizota, and M. Shinagawa, "Passive keyless entry system for long term operation," in *2011 IEEE Int. Symp. a World Wireless, Mob. Multimed. Networks*. IEEE, Jun. 2011, pp. 1–3.
- [80] A. M. Alsehab, D. Dovchinbazar, and J. A. Ruiz, "Future applications of body area communications," in *2007 6th Int. Conf. Information, Commun. Signal Process.* IEEE, 2007, pp. 1–5.
- [81] S.-J. Song, S. Lee, N. Cho, and H.-j. Yoo, "Low Power Wearable Audio Player Using Human Body Communications," in *2006 10th IEEE Int. Symp. Wearable Comput.* IEEE, Oct. 2006, pp. 125–126.
- [82] H. Wang and C. Choy, "A 170cm transmission distance, high speed IntraBody Communication receiver design and its application to FPGA audio player," in *2013 IEEE Int. Conf. IEEE Reg. 10 (TENCON 2013)*, Oct. 2013, pp. 1–4.

- [83] G. Akira, A. Tomomi, and K. Chinen, "Human-body communication system, electrode for human body communication system and material for said electrode," Patent WO2 015 129 048, Sept. 3, 2015.
- [84] D. Saito and K. Akihiro, "Portable human body communication step device," Patent JP2 015 126 483, Jul. 6, 2015.
- [85] H. Kawamura, "Human body communication system and human body communication card holder," Patent JP2 015 126 482, Jul. 6, 2015.
- [86] K. Minoru, K. Tsuyoshi, and M. Motohiro, "Human body communication device," Patent JP2 015 115 827, Jun. 22, 2015.
- [87] C. Hee Chan and K. Hyung Tae, "Terminal and method for executing function using human body communication," Patent EP2 433 380, Mar. 28, 2012.
- [88] C. Hyoung, S. Kang, J. Hwang, D. Park, J. Kim, and J. Sung, "Human body communication method using multi-carrier modulation method," Patent US8 165 236B2, Apr. 24, 2012.
- [89] T. Kang, S. Kang, J. Hwang, T. Kang, K. Kim, S. Kim, J. Kim, K. Park, H. Park, I. Lim *et al.*, "Crime prevention system using human body communication and crime prevention method using human body communication," Patent US8 487 773 B2, Jul. 16, 2013.
- [90] J. H. Hwang, T. W. Kang, S. O. Park, and Y. T. Kim, "Empirical channel model for human body communication," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 694–697, 2015.
- [91] S. H. Pun, Y. M. Gao, P. Mak, M. I. Vai, and M. Du, "Quasi-static modeling of human limb for intra-body communications with experiments," *IEEE Trans. Inf. Technol. Biomed.*, vol. 15, no. 6, pp. 870–6, Nov. 2011.
- [92] M. S. Wegmueller, A. Kuhn, J. Froehlich, M. Oberle, N. Felber, N. Kuster, and W. Fichtner, "An attempt to model the human body as a communication channel," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 54, no. 10, pp. 1851–7, Oct. 2007.
- [93] Y. Song, Q. Hao, K. Zhang, M. Wang, Y. Chu, and B. Kang, "The Simulation Method of the Galvanic Coupling Intrabody Communication With Different Signal Transmission Paths," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 4, pp. 1257–1266, Apr. 2011.
- [94] B. Kibret, M. Seyedi, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "Investigation of galvanic-coupled intrabody communication using the human body circuit model," *IEEE J. Biomed. Heal. informatics*, vol. 18, no. 4, pp. 1196–206, Jul. 2014.
- [95] B. Kibret, M. Seyedi, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "The effect of tissues in galvanic coupling Intrabody Communication," in *2013 IEEE Eighth Int. Conf. Intell. Sensors, Sens. Networks Inf. Process.* IEEE, Apr. 2013, pp. 318–323.

- [96] M. Swaminathan, F. S. Cabrera, J. S. Pujol, U. Muncuk, G. Schirner, and K. R. Chowdhury, "Multi-Path Model and Sensitivity Analysis for Galvanic Coupled Intra-Body Communication Through Layered Tissue." *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. PP, no. 99, p. 1, May 2015.
- [97] N. Cho, J. Yoo, S.-J. Song, J. Lee, S. Jeon, and H.-J. Yoo, "The Human Body Characteristics as a Signal Transmission Medium for Intrabody Communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 1080–1086, May 2007.
- [98] P. D. Bamidis and N. Pallikarakis, Eds., *XII Mediterranean Conference on Medical and Biological Engineering and Computing 2010*, ser. IFMBE Proceedings. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, vol. 29.
- [99] K. Fujii, M. Takahashi, and K. Ito, "Electric Field Distributions of Wearable Devices Using the Human Body as a Transmission Channel," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 7, pp. 2080–2087, Jul. 2007.
- [100] Y. Song, K. Zhang, Q. Hao, L. Hu, J. Wang, and F. Shang, "A finite-element simulation of galvanic coupling intra-body communication based on the whole human body." *Sensors (Basel)*, vol. 12, no. 10, pp. 13 567–82, Jan. 2012.
- [101] R. Garg, *Analytical and Computational Methods in Electromagnetics*. Artech House, 2008.
- [102] Y. M. Gao, S. H. Pun, M. Du, M. I. Vai, and P. U. Mak, "Quasi-Static Field Modeling and Validation for Intra-Body Communication," in *2009 3rd Int. Conf. Bioinforma. Biomed. Eng.*, Jun. 2009, pp. 1–4.
- [103] M. Wegmueller, S. Huclova, J. Froehlich, M. Oberle, N. Felber, N. Kuster, and W. Fichtner, "Galvanic Coupling Enabling Wireless Implant Communications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 8, pp. 2618–2625, Aug. 2009.
- [104] K. Hachisuka, A. Nakata, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Shiba, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao, "Development and performance analysis of an intra-body communication device," in *TRANSDUCERS '03. 12th Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators Microsystems. Dig. Tech. Pap. (Cat. No.03TH8664)*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1722–1725.
- [105] Yue-ming Gao, Sio Hang Pun, Min Du, Mang I Vai, and Peng Un Mak, "A preliminary two dimensional model for Intra-body Communication of Body Sensor Networks," in *2008 Int. Conf. Intell. Sensors, Sens. Networks Inf. Process.* IEEE, Dec. 2008, pp. 273–278.
- [106] A. Fort, F. Keshmiri, G. Crusats, C. Craeye, and C. Oestges, "A Body Area Propagation Model Derived From Fundamental Principles: Analytical Analysis and Comparison With Measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 503–514, Feb. 2010.

- [107] T. Sasamori, M. Takahashi, and T. Uno, "Transmission Mechanism of Wearable Device for On-Body Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 936–942, Apr. 2009.
- [108] N. Haga, K. Saito, M. Takahashi, and K. Ito, "Equivalent Circuit of Intrabody Communication Channels Inducing Conduction Currents Inside the Human Body," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 5, pp. 2807–2816, May 2013.
- [109] J. Bae, H. Cho, K. Song, H. Lee, and H.-J. Yoo, "The Signal Transmission Mechanism on the Surface of Human Body for Body Channel Communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 582–593, Mar. 2012.
- [110] V. Lucev, I. Krois, and M. Cifrek, "A Capacitive Intrabody Communication Channel from 100 kHz to 100 MHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 12, pp. 3280–3289, Dic. 2012.
- [111] A. Furuya, A.-i. Sasaki, H. Morimura, O. Kagami, and M. Shinagawa, "Electrooptic sensor module fabrication for near-field intrabody communication," *Opt. Rev.*, vol. 21, no. 5, pp. 605–613, Oct. 2014.
- [112] J. Sakai, L.-S. Wu, H.-C. Sun, and Y.-X. Guo, "Balun's effect on the measurement of transmission characteristics for intrabody communication channel," in *2013 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. RF Wirel. Technol. Biomed. Healthc. Appl.* IEEE, Dec. 2013, pp. 1–3.
- [113] "On the transformer effects in the measurements of capacitive intrabody communication transmission characteristics using grounded instruments," in *6th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering*, ser. IFMBE Proceedings, I. Lacković and D. Vasic, Eds., vol. 45. Cham: Springer International Publishing, 2015.
- [114] K. Ivanov, "An Investigation on Dynamic Human Body Communication Channel Characteristics at 45 MHz in Different Surrounding Environments," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 309–312, 2014.
- [115] Z. Lucev, I. Krois, and M. Cifrek, "Effect of body positions and movements in a capacitive intrabody communication channel from 100 kHz to 100 MHz," in *2012 IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. Proc.*, May 2012, pp. 2791–2795.
- [116] M. Seyedi, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "Limb joint effects on signal transmission in capacitive coupled intra-body communication systems," *Conf. Proc. ... Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 2012, pp. 6699–702, Jan. 2012.
- [117] G. Koutitas, "Multiple Human Effects in Body Area Networks," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 938–941, 2010.
- [118] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2271–93, Nov. 1996.

- [119] C. Gabriel, S. Gabriel, and E. Corthout, "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey." *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2231–49, Nov. 1996.
- [120] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz." *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–69, Nov. 1996.
- [121] R. Plonsey and R. Barr, *Bioelectricity: A Qualitative Approach*. New York Springer, 2007.
- [122] K. R. Foster and H. P. Schwan, "Dielectric properties of tissues and biological materials: a critical review." *Crit. Rev. Biomed. Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 25–104, Jan. 1989.
- [123] K. S. Cole, *Membranes, Ions, and Impulses: A Chapter of Classical Biophysics, Volumen 5*. University of California Press, 1972.
- [124] L. M. Roa, D. Naranjo, J. Reina-Tosina, A. Lara, J. A. Milán, M. A. Estudillo, and J. Oliva, "Applications of bioimpedance to end stage renal disease (esrd)," in *Modelling and Control of Dialysis Systems*, ser. Studies in Computational Intelligence, A. T. Azar, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2013, vol. 404, pp. 689–769.
- [125] F. Kolarsick, Paul A. J. BS; Kolarsick, Maria Ann MSN, ARHP-C; Goodwin, Carolyn APRN-BC, "Anatomy and Physiology of the Skin." *J. Dermatology NursesAssoc.*, vol. 3, no. 4, pp. 203–213, 2011.
- [126] M. Armijo and F. Camacho, *Tratado de Dermatología*, A. Médica, Ed., 1998, vol. 1.
- [127] S. Burg and D. Wallis, "Structure and function of the skin," in *Oxford Handb. Med. Dermatology*, 2011.
- [128] T. Yamamoto and Y. Yamamoto, "Dielectric constant and resistivity of epidermal stratum corneum," *Med. Biol. Eng.*, vol. 14, no. 5, pp. 494–500, Sep. 1976.
- [129] C. Tronstad, G. K. Johnsen, S. Grimnes, and G. Martinsen, "A study on electrode gels for skin conductance measurements." *Physiol. Meas.*, vol. 31, no. 10, pp. 1395–410, Oct. 2010.
- [130] S. Grimnes and O. r. G. Martinsen, *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. Elsevier, 2015.
- [131] M. Fujii, R. Fujii, R. Yotsuki, T. Wuren, T. Takai, and I. Sakagami, "Exploration of Whole Human Body and UWB Radiation Interaction by Efficient and Accurate Two-Debye-Pole Tissue Models," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 515–524, Febr. 2010.
- [132] D. C. Fowles, *The eccrine system and electrodermal activity*, M. Coles, E. Donchin, and S. Porges, Eds. Psychophysiology, 1986.

- [133] R. Edelberg, "Biopotentials from the skin surface: The hydration effect," *Annals of the New York Academy of Sciences*, vol. 148, no. 1, pp. 252–262, 1968.
- [134] M. Callejón, M. Castaño, L. Roa, and L. Reina-Tosina, "Propuesta de modelado del potencial transcutáneo de la piel," in *XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica*, Nov. 2009, pp. 1–5.
- [135] U. Birgersson, E. Birgersson, P. Aberg, I. Nicander, and S. Ollmar, "Non-invasive bioimpedance of intact skin: mathematical modeling and experiments." *Physiol. Meas.*, vol. 32, no. 1, pp. 1–18, Jan. 2011.
- [136] T. Kobayashi, Y. Shimatani, and M. Kyoso, "A study on reception electrodes for the vital-sign monitor using near-field intra-body communication enhanced by spread spectrum technique." *Conf. Proc. ... Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 2013, pp. 1238–41, Jan. 2013.
- [137] J. M. F. Corral, J. M. F. y. de Loma-Orsorio, and A. A. Vives, *Bioelectrónica: señales bioeléctricas*. Universidad Politécnica de Valencia, 1994.
- [138] R. B. Northrop, *Sources and Properties of Biomedical Signals. Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation*. Boca Raton, Florida : CRC press, 2004.
- [139] P. Kurt, D. Bradley, V. Alireza, C. Annie, F. Ann, G. Joseph, and B. Gaetano, "Empirical measurements of intrabody communication performance under varied physical configurations," 2001, pp. 183–190.
- [140] N. K. Marc Wegmueller, Michael Oberle and W. Fichtner, "From Dielectrical Properties of Human Tissue to Intra-Body Communications," in *WORLD Congr. Med. Phys. Biomed. Eng. 2006 IFMBE Proc.*, 2006, pp. 613–617.
- [141] K. Ito and Y. Hotta, "Signal Path Loss Simulation of Human Arm for Galvanic Coupling Intra-Body Communication Using Circuit and Finite Element Method Models," in *2015 IEEE Twelfth Int. Symp. Auton. Decentralized Syst.* IEEE, Mar. 2015, pp. 230–235.
- [142] N. Haga, K. Motojima, M. Shinagawa, and Y. Kado, "A note on signal paths in intrabody communication channels," *IEICE Electron. Express*, vol. 12, no. 12, pp. 20150402–20150402, 2015.
- [143] M. A. Callejón, L. M. Roa, J. Reina-Tosina, and D. Naranjo-Hernández, "Study of attenuation and dispersion through the skin in intrabody communications systems." *IEEE Trans. Inf. Technol. Biomed.*, vol. 16, no. 1, pp. 159–65, Jan. 2012.
- [144] M. Callejon, D. Naranjo, J. Reina-Tosina, and L. Roa, "Distributed Circuit Modeling of Galvanic and Capacitive Coupling for Intrabody Communication." *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Jun. 2012.

- [145] K. Fujii, K. Ito, and S. Tajima, "A study on the receiving signal level in relation with the location of electrodes for wearable devices using human body as a transmission channel," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig. Held conjunction with Usn. North Am. Radio Sci. Meet. (Cat. No.03CH37450)*, vol. 3. IEEE, 2003, pp. 1071–1074.
- [146] S. H. Pun, Y. M. Gao, P. U. Mak, M. Du, and M. I. Vai, "Modeling for intra-body communication with bone effect." *IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 2009, pp. 693–6, Jan. 2009.
- [147] X. M. Chen, S. H. Pun, Y. M. Gao, P. U. Mak, M. I. Vai, and M. Du, "Study on transfer function of intra-body communication based on quasi-static electric field modeling," in *Proc. 2012 IEEE-EMBS Int. Conf. Biomed. Heal. Informatics*. IEEE, Jan. 2012, pp. 388–391.
- [148] A. Alejos and M. Dawood, "Enhancement of intra-body propagation and communication under the Brillouin precursor perspective," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 6, no. 14, pp. 1556–1564, Nov 2012.
- [149] M. Ishida, T. Nakamura, M. Nozawa, N. Watanabe, Y. Kado, and M. Shinagawa, "MHz-Band RF signal propagation characteristics on human-equivalent phantom for intra-body communication," in *8th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2014)*. IEEE, Apr. 2014, pp. 2284–2288.
- [150] M. Callejon, J. Reina-Tosina, D. Naranjo, and L. M. Roa, "Measurement issues in galvanic intrabody communication: influence of experimental setup." *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 11, pp. 2724–2732, Jun. 2015.
- [151] A. L. Hodgkin and A. F. Huxley, "A quantitative description of membrane current and its application to conduction and excitation in nerve." *J. Physiol.*, vol. 117, no. 4, pp. 500–44, Aug. 1952.
- [152] R. B. Northrop, *Introduction to Dynamic Modeling of Neurosensory Systems*, M. R. Neuman, Ed. CRC Press, 2000.
- [153] X. Zhang, J. R. Roppolo, W. C. de Groat, and C. Tai, "Mechanism of nerve conduction block induced by high-frequency biphasic electrical currents." *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 53, no. 12 Pt 1, pp. 2445–54, Dec. 2006.
- [154] M. Callejón, M. Castaño, L. Roa, and L. Reina-Tosina, "Propuesta de modelado de la propagación por piel para estudios de atenuación en comunicaciones intracorporales," in *XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica*, Nov. 2009, pp. 1–5.
- [155] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. New York: McGraw-Hill, 1992.

- [156] M. Callejón, L. Reina-Tosina, L. Roa, and D. Naranjo, "A distributed-parameter approach to model galvanic and capacitive coupling for intra-body communications," in *2nd International ICST Conference on Wireless Mobile Communication and Healthcare - MobiHealth 2011*, Oct. 2011, pp. 1–5.
- [157] M. Callejón, L. Roa, L. Reina-Tosina, and D. Naranjo, "Modelado de la piel como medio de transmisión en sistemas de comunicaciones intracorporales," in *XXXII Jornadas de Automática*, Sept. 2011, pp. 1–5.
- [158] R. Plonsey and D. B. Heppner, "Considerations of quasi-stationarity in electrophysiological systems," *Bull. Math. Biophys.*, vol. 29, no. 4, pp. 657–664, Dec 1967.
- [159] *AC/DC Module User's Guide*, Comsol Multiphysics Inc., Burlington USA, 2012.
- [160] M. A. Callejon, D. Naranjo-Hernandez, J. Reina-Tosina, and L. M. Roa, "A Comprehensive Study Into Intrabody Communication Measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 9, pp. 2446–2455, Sep. 2013.
- [161] A. T. Mobashsher and A. M. Abbosh, "Artificial Human Phantoms: Human Proxy in Testing Microwave Apparatuses That Have Electromagnetic Interaction with the Human Body," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 6, pp. 42–62, Jul. 2015.
- [162] F. Koshiji, K. Sasaki, D. Muramatsu, and K. Koshiji, "Input impedance characteristics of wearable transmitter electrodes for intra-body communication," in *1st IEEE Glob. Conf. Consum. Electron. 2012*. IEEE, Oct. 2012, pp. 362–363.
- [163] J. Rosell, J. Colominas, P. Riu, R. Pallas-Areny, and J. G. Webster, "Skin impedance from 1 Hz to 1 MHz," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 35, no. 8, pp. 649–51, Aug. 1988.
- [164] T. Ohishi, K. Inoue, and S. Obayashi, "Novel pair electrode with coils sensing magnetic energy on human body surface for intrabody communication," in *2012 Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP)*, 2012, pp. 203–206.
- [165] A. Ruaro, J. Thaysen, and K. Jakobsen, "Head-centric body-channel propagation paths characterization," in *9th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2015, pp. 1–4.
- [166] Y. Kifle, H.-S. Kim, and J. Yoo, "Human body and head characteristics as a communication medium for Body Area Network," in *2015 37th Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.* IEEE, Aug. 2015, pp. 1845–1848.
- [167] H. Zhu, W. C. Ng, H. Shan, and J. Yuan, "A physical layer security analysis on the electric-field intra-body communication," in *2012 Int. Conf. Comput. Netw. Commun.* IEEE, Jan. 2012, pp. 14–17.
- [168] Ruoyu Xu, Hongjie Zhu, and Jie Yuan, "Characterization and analysis of intra-body communication channel," in *2009 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.* IEEE, Jun. 2009, pp. 1–4.

- [169] S. H. Pun, Y. M. Gao, P. U. Mak, M. I. Vai, and M. Du, "The physical layer design of Intra-Body Communication: Model, transmitter and receiver," in *2011 IEEE Int. Conf. Consum. Electron.* IEEE, Jan. 2011, pp. 605–606.
- [170] I. Yokota, H. Shimasaki, T. Nakamura, Y. Kado, and M. Ishida, "Analysis of signal propagation loss on the human body in intrabody communication," in *2015 9th Int. Symp. Med. Inf. Commun. Technol.* IEEE, Mar. 2015, pp. 35–39.
- [171] T. N. Xuan, D. Muramatsu, and K. Sasaki, "Measurement of human body communication transmission characteristics at 20 MHz," in *2015 9th Int. Symp. Med. Inf. Commun. Technol.* IEEE, Mar. 2015, pp. 45–48.
- [172] L.-S. Wu, J. Sakai, H.-C. Sun, and Y.-X. Guo, "Matching network to improve the transmission level of capacitive intra-body communication (IBC) channels," in *2013 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. RF Wirel. Technol. Biomed. Healthc. Appl.* IEEE, Dec. 2013, pp. 1–3.
- [173] Z. Cai, M. Seyedi, D. T. Lai, and F. Rivet, "Characteristics of baseband digital signal transmission for intrabody communications," in *2014 IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. Proc.* IEEE, May 2014, pp. 186–190.
- [174] A.-i. Sasaki and M. Shinagawa, "Principle and Application of a Sensitive Handy Electrooptic Probe for Sub-100-MHz Frequency Range Signal Measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 5, pp. 1005–1013, May 2008.
- [175] Nie Zedong, Leng Tengfei, Wang Wenchen, Guan Feng, and Wang Lei, "Experimental Characterization of human body communication in shield chamber," in *Proc. 2012 IEEE-EMBS Int. Conf. Biomed. Heal. Informatics.* IEEE, Jan. 2012, pp. 759–762.
- [176] J.-H. Hwang, T.-W. Kang, Y.-T. Kim, and S.-O. Park, "Measurement of Transmission Properties of HBC Channel and Its Impulse Response Model," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 65, no. 1, pp. 177–188, Jan. 2016.
- [177] D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, and K. Sasaki, "Input impedance analysis of wearable antenna and its experimental study with real human body," in *2014 IEEE Int. Conf. Consum. Electron.* IEEE, Jan. 2014, pp. 151–152.
- [178] R. Xu, H. Zhu, and J. Yuan, "Circuit-coupled FEM analysis of the electric-field type intra-body communication channel," in *2009 IEEE Biomed. Circuits Syst. Conf.* IEEE, Nov. 2009, pp. 221–224.
- [179] J. Ruiz and S. Shimamoto, "Experimental Evaluation of Body Channel Response and Digital Modulation Schemes for Intra-body Communications," in *2006 IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 1. IEEE, 2006, pp. 349–354.
- [180] S. Igou, M. Taki, A. Furuya, N. Shibata, M. Shinagawa, and M. Hattori, "Dependence of transmission characteristics of intra-body communication system on the body posture and surrounding environment," in *2011 XXXth URSI Gen. Assem. Sci. Symp.* IEEE, Aug. 2011, pp. 1–4.

- [181] R. Vaughan, A. Lea, Ping Hui, and J. Ollikainen, "Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, 2009 2nd IET Seminar on," pp. 1–5, 2009.
- [182] S. Van Roy, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker, "On-body propagation velocity estimation using ultra-wideband frequency-domain spatial correlation analyses," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 25, p. 1405, 2007.
- [183] X. M. Chen, P. U. Mak, S. H. Pun, Y. M. Gao, C.-T. Lam, Z. T. Wang, J. W. Li, M. Wang, M. I. Vai, and M. Du, "Improved transfer function with phase response from quasi-static field modeling for galvanic-type intra-body communication," in *2013 6th IEEE/International Conf. Adv. Infocomm Technol.* IEEE, Jul. 2013, pp. 101–103.
- [184] Z. L. Vasic, I. Krois, and M. Cifrek, "On a pulse response of a capacitive intrabody communication channel," in *Eurocon 2013.* IEEE, Jul. 2013, pp. 1785–1789.
- [185] M. Paksuniemi, H. Sorvoja, E. Alasaarela, and R. Myllyla, "Wireless sensor and data transmission needs and technologies for patient monitoring in the operating room and intensive care unit," *Conf. Proc. ... Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 5, pp. 5182–5, Jan. 2005.
- [186] M. Fujikawa and M. Nishigaki, "A Study of Prevention for Social Engineering Attacks Using Real/Fake Organization's Uniforms: Application of Radio and Intra-Body Communication Technologies," in *2011 Sixth Int. Conf. Availability, Reliab. Secur.* IEEE, Aug. 2011, pp. 597–602.
- [187] J. Ruiz and S. Shimamoto, "Novel communication services based on human body and environment interaction: applications inside trains and applications for handicapped people," in *IEEE Wirel. Commun. Netw. Conf. 2006. WCNC 2006.*, vol. 4. IEEE, 2006, pp. 2240–2245.
- [188] H.-J. Yoo and C. van Hoof, Eds., *Bio-Medical CMOS ICs*, ser. Integrated Circuits and Systems. Boston, MA: Springer US, 2011.
- [189] M. I. Vai, "Galvanic Intrabody Communication for Affective Acquiring and Computing," *IEEE Trans. Affect. Comput.*, vol. 3, no. 2, pp. 145–151, Apr. 2012.
- [190] J. W. Li, X. M. Chen, S. H. Pun, P. U. Mak, Y. M. Gao, M. I. Vai, and M. Du, "Bit error rate estimation for galvanic-type intra-body communication using experimental eye-diagram and jitter characteristics," *Conf. Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, vol. 2013, pp. 5195–8, Jan. 2013.
- [191] M. Wang, J. Li, F. Wan, and H. Huang, "Towards improving performance of galvanic coupling Intra-Body Communication," in *2015 Int. Symp. Signals, Circuits Syst.* IEEE, Jul. 2015, pp. 1–4.
- [192] (2016, Feb.) NTT RedTacton website:
<http://www.ntt.co.jp/news/news05e/0502/050218.html>.

- [193] X. M. Chen, P. U. Mak, S. H. Pun, Y. M. Gao, M. I. Vai, and M. Du, "Signal transmission through human muscle for implantable medical devices using galvanic intra-body communication technique." *Conf. Proc. ... Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 2012, pp. 1651–4, Jan. 2012.
- [194] I. Yokota, M. Ishida, H. Shimasaki, and Y. Kado, "Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on," pp. 1–5, 2015.
- [195] D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, and K. Sasaki, "Effect of user's posture and device's position on human body communication with multiple devices," in *2015 Int. Conf. Electron. Packag. iMAPS All Asia Conf.* IEEE, Apr. 2015, pp. 124–127.
- [196] M. Seyedi, B. Kibret, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "An empirical comparison of limb joint effects on capacitive and galvanic coupled intra-body communications," in *2013 IEEE Eighth Int. Conf. Intell. Sensors, Sens. Networks Inf. Process.* IEEE, Apr. 2013, pp. 213–218.
- [197] Z. Nie, J. Ma, Z. Li, H. Chen, and L. Wang, "Dynamic propagation channel characterization and modeling for human body communication." *Sensors (Basel)*, vol. 12, no. 12, pp. 17 569–87, Jan. 2012.
- [198] N. Haga and K. Motojima, "Noise sources in equivalent circuits of intrabody communication channels," in *2013 Int. Work. Antenna Technol.* IEEE, Mar. 2013, pp. 257–260.
- [199] A.-I. Sasaki, T. Mizota, H. Morimura, S. Yabe, R. Kikuchi, S. Suzuki, and R. Matsumoto, "Extended Noisy-Channel Models for Capacitively Coupled Personal Area Network Under Influence of a Wall," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2802–2812, May 2014.
- [200] M. Shinagawa, J. Katsuyama, K. Matsumoto, S. Hasegawa, T. Yanase, R. Sugiyama, and Y. Kado, "Noise analysis for near-field intra-body communication systems," in *2013 IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf.* IEEE, May 2013, pp. 902–907.



